electronia + radio + tv

Instrumentos de medida

ediciones AFHA

electronia + radio + tv

método especialmente ideado para aprender por sí mismo

electronia + radio + tv

tomo IX

instrumentos de medida

AFHA

el método de

electronia + radio + tv

comprende los siguientes títulos:

Tomo I	**Teoría y montajes iniciales**
Tomo II	**Válvulas de vacío. Electrometría teórico-práctica**
Tomo III	**Detectores. Osciladores. Amplificadores**
Tomo IV	**Amplificadores B.F. Altavoces. Válvulas amplificadoras**
Tomo V	**El superheterodino de AM**
Tomo VI	**Receptores de frecuencia modulada**
Tomo VII	**Transistores**
Tomo VIII	**Alta fidelidad**
Tomo IX	**Instrumentos de medida**
Tomo X	**Televisión (I)**
Tomo XI	**Televisión (II)**
Tomo XII	**Televisión (III)**

© AFHA Internacional, S.A.
Maestro Nicolau, 4 Barcelona (21)
Decimoctava edición: Segundo trimestre 1980
Depósito legal: B. 40.665-1976 (IX)
ISBN 84-201-0274-1 Obra completa
ISBN 84-201-0069-9 Tomo 9
Impreso en España
Printed in Spain
Impreso por EMOGRAPH, S.A.
Almirante Oquendo, 1-9 Barcelona (20)

prólogo

En cualquier parcela del campo de la técnica, las lucubraciones teóricas no constituyen un fin, sino tan sólo un medio donde apoyar unas realizaciones prácticas que confirmen la veracidad de aquella teoría. Dentro del proceso, la comprobación experimental es una parte de suma importancia.

En el amplio campo de la Electrónica, el camino que se sigue es exactamente el descrito. La experiencia que pueda extraerse del banco de pruebas se encarga de dar el último retoque al cálculo teórico.

La necesidad de experimentar en los montajes conduce al uso de una serie de aparatos con los cuales se colocan los circuitos en ciertas situaciones y combinaciones dentro de las cuales se mide una serie de parámetros.

Todas estas operaciones no pueden efectuarse de cualquier manera; por el contrario, deben ser objeto de una secuencia metódica aconsejada por una adecuada técnica de medida.

El conocimiento de las técnicas de medida es fundamental en Electrónica. Este saber ha de ser el que dicte en cada caso el aparato más adecuado y la técnica a seguir según sus posibilidades, características y los fines que se persigan.

El iniciar al posible lector en este quehacer diario del técnico en electrónica, ha sido la pretensión que ha movido a preparar este tomo.

Se inicia el tema de Electrometría con la exposición de una serie de métodos de medición que ilustran al lector sobre las posibilidades que conviene tener presentes al enfrentarse con cualquier medición eléctrica. Otro punto importante, paralelo a estas técnicas, es el correspondiente a los errores en las mediciones.

Nadie crea que, cuando efectúa una medición de algo en apariencia tan sencillo como una tensión, puede tomar el primer voltímetro que tenga a mano y, una vez obtenida en su escala una determinada indicación, estar en condiciones de afirmar que es aquélla realmente la diferencia de potencial que existe entre los puntos entre los que se ha efectuado la medición.

Decía un reconocido técnico en electrónica, en una de sus obras, que «el estar plenamente convencidos de la exactitud de una medida eléctrica es privilegio de algunos incautos», frase que puede advertir de la dificultad que entrañan algunas mediciones.

En Electrometría juega un papel importante la técnica empleada en una medición; pero no lo es menos la elección del aparato o aparatos más adecuados en un caso concreto.
Ante cualquier problema planteado, es lógico elegir, entre las varias soluciones posibles, la que parezca más adecuada, pero quizás ésta resulte imposible de llevar a cabo por no disponer de los medios que precisa.
Todo técnico se plantea esta cuestión cuando desea efectuar algunas comprobaciones en el banco de pruebas. Por lo general, de inmediato conoce cuál es el mejor sistema de disponer el aparato en las condiciones adecuadas para efectuar la medición deseada; pero este sistema casi siempre requiere unos medios de los que no se dispone, lo que obliga a considerar el problema desde un punto diametralmente opuesto al anterior. Es decir, el técnico no se plantea la cuestión de qué es lo que necesitaría para efectuar la medición, sino la de qué es de lo que dispone, mediante preguntas más o menos de este tipo: ¿De qué aparatos puedo disponer? ¿Qué puedo conseguir con cada uno de ellos? ¿Cuál es la mejor manera de utilizarlos para llegar al fin que pretendo?
Es necesario dar respuesta rápida y correcta a cada una de estas cuestiones y deducir de esta respuesta el sistema de medida idóneo. Esto conduce de inmediato a tomar conciencia de la necesidad del conocimiento de los aparatos usuales, de cómo son, de qué pueden hacer y de cómo deben utilizarse.
En las lecciones de este tomo podrá encontrar el lector la base para resolver esas cuestiones, un tanto especializadas dentro de la técnica electrónica, que constituyen la base de la Electrometría.

índice

Lección 50 - página 1

INSTRUMENTOS DE MEDIDA. Principios fundamentales de las mediciones. Introducción. Unidades y patrones. Múltiplos y submúltiplos. Tabla de magnitudes y unidades frecuentes utilizadas en electrónica. Cualidades de un patrón. La percepción de las magnitudes. Los instrumentos de medición. Métodos de medición. Métodos de cero. Método de sustitución. Métodos de indicación directa. Un ejemplo práctico. Error absoluto y error relativo. El error relativo en los polímetros. Consideraciones finales.

Lección 51 - página 21

INSTRUMENTOS DE MEDIDA. Sistemas de medición indirecta. Introducción. Inconvenientes de las mediciones directas. Potenciómetros. Medición de resistencias. Puente de Wheatstone. Condición general de equilibrio. Puente de hilo. Cajas de resistencias. Medición de capacidades. Puente de Sauty. Puente de Sauty con resistencia de compensación. Puente para condensadores electrolíticos. Puente de autoinducciones. Patrones de capacidad. Indicadores de equilibrio. Puente universal.

Lección 52 - página 45

INSTRUMENTOS DE MEDIDA. Voltímetros electrónicos. Introducción. El voltímetro electrónico. Fundamentos del voltímetro electrónico. Amplificadores de corriente continua. Medición de tensiones continuas. Medición de tensiones alternas. Medición de resistencias. Un voltímetro electrónico comercial. Manejo del voltímetro electrónico. Microvoltímetros electrónicos. Microvoltímetros de alterna. Microvoltímetros de continua. Voltímetros para valores eficaces. pH-Metro (pehachímetro). Voltímetros electrónicos transistorizados. Voltímetros de lectura directa o digitales.

Lección 53 - página 69

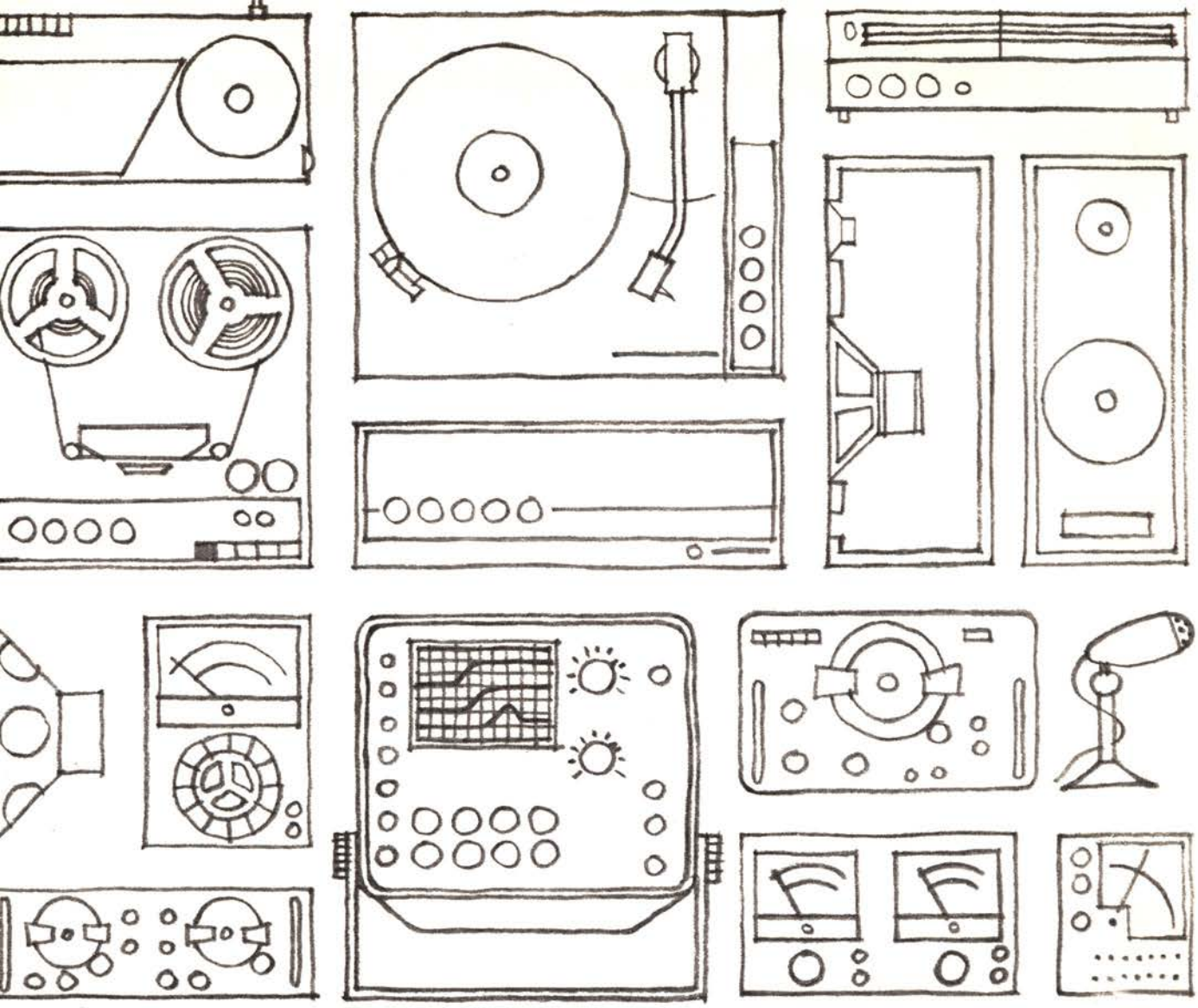
INSTRUMENTOS DE MEDIDA. Fuentes de alimentación. Tipos de fuentes de alimentación; condiciones que deben satisfacer las fuentes de alimentación. Fuentes de alimentación tipo químico. Pila seca de carbón-zinc o pila Leclanché; pilas de álcali-manganeso; pilas de mercurio; acumuladores de plomo; acumuladores de níquel-cadmio. Fuentes de alimentación de tipo electrónico. Estabilización mediante diodos de gas y diodos Zener. Características de diversos diodos de gas. Fuentes regulables; fuentes regulables y estabilizadas puramente electrónicas. Utilización de pentodos como válvulas reguladoras. Diversas variantes. Fuentes de estabilización con transistores.

Lección 54 - página 89

INSTRUMENTOS DE MEDIDA. Generadores de baja frecuencia. Los osciladores. Principio general de funcionamiento. Osciladores con realimentación. Oscilador de puente de Wien. Ejemplos prácticos de osciladores de baja frecuencia. Otros osciladores de ondas senoidales de B.F. Osciladores de relajación. Generadores de ondas no senoidales de B.F. El multivibrador como generador de ondas cuadradas. El multivibrador no estable o astable. Osciladores de transistores; principio de funcionamiento. Estabilidad de la frecuencia. Osciladores transistorizados para bajas frecuencias; osciladores RC de defasamiento. Oscilador de puente de Wien transistorizado. Osciladores de relajación transistorizados. Multivibrador. Oscilador de onda cuadrada con transformador de núcleo saturable con transistor.

Lección 55 - página 117

INSTRUMENTOS DE MEDIDA. Generadores de alta frecuencia; osciladores libres y osciladores forzados; polarización de un oscilador; frecuencia de oscilación; diversos tipos de osciladores; oscilador Hartley; osciladores de tipo Hartley con transistores; oscilador Colpitts; osciladores Colpitts con transistores; osciladores que aprovechan la capacidad interelectrónica como acoplamiento; osciladores de cristal; oscilador de cristal con válvula dobladora de frecuencia; oscilador de cristal de tipo Pierce; osciladores con transistores con control por cristal; osciladores tipo Pierce con transistores; ejemplo práctico de un sencillo generador de alta frecuencia, modulado en amplitud; los circuitos auxiliares del generador; modulación por control de la tensión de rejilla; modulación por placa y por rejilla pantalla; modulación sobre la rejilla supresora; modulación de frecuencia; modulación con válvula de reactancia; oscilador modulado en frecuencia.



LECCION 50

Principios fundamentales de las mediciones
Unidades y patrones
Instrumentos de medición
Métodos de cero
Métodos de sustitución
Métodos de lectura directa
Error absoluto y error relativo

PRINCIPIOS FUNDAMENTALES DE LAS MEDICIONES

INTRODUCCION

La comprobación del funcionamiento o la puesta a punto de los circuitos electrónicos lleva aparejada la necesidad de medir las diversas magnitudes que intervienen en ellos.

La valoración de esas magnitudes se obtiene por medio de las operaciones que constituyen la técnica de las mediciones eléctricas. No puede garantizarse el éxito de un montaje definiendo el valor de los componentes con palabras tales como «poco», «mucho», «alto», «bajo», «grande», «pequeño», etc. Esas expresiones podrán servir de orientación; pero no son suficientes para garantizar que el funcionamiento sea el esperado.

Para que así sea, el valor de los componentes deberá estar puntualizado con exactitud; y la comprobación de este valor se hará mediante un proceso de *medida*. Asimismo, mediante un proceso de medida pueden comprobarse si las magnitudes eléctricas presentes en el circuito una vez puesto en marcha son o no las especificadas.

A propósito de la importancia de las mediciones en general, es interesante meditar sobre la profunda reflexión del gran sabio inglés *lord* Kelvin:

Si se puede medir aquello de que se habla, expresándolo con números, se puede decir que algo se sabe del asunto de que se está hablando; mas si no se puede medir ni expresarlo por un número, los conocimientos que se tienen del asunto serán bien escasos y poco satisfactorios. Esto podrá servir tan sólo para los comienzos; pero sea cual fuese el tema tratado, nunca podrá pasarse del umbral.

Según la definición clásica, MEDIR UNA MAGNITUD ES COMPARARLA CON OTRA DE IGUAL NATURALEZA QUE HA SIDO TOMADA PREVIAMENTE COMO UNIDAD.

Así, por ejemplo, para medir el tamaño de una habitación lo que hacemos es comparar las dimensiones de sus lados con una longitud que tomamos como unidad y a la que llamamos metro. Cuando decimos, por tanto, que la altura de la habitación es de 2'5 m queremos indicar que habiendo *comparado* esta altura con la unidad de longitud, ha resultado ser dos y media veces mayor que esta última; y aunque de forma menos aparente el mismo significado tiene la medida de otra cualquiera magnitud.

UNIDADES Y PATRONES

Las UNIDADES se fijan por acuerdos internacionales y en general, y siempre que ello es posible, se materializan en condiciones rigurosamente establecidas, constituyendo los llamados PATRONES.

Así, por ejemplo, la unidad de longitud, el METRO, se define tradicionalmente como la diezmillonésima parte del cuadrante de meridiano terrestre; y se materializó como la distancia que separa dos marcaciones trazadas sobre una barra de platino-iridio que se conserva en el museo de Sèvres de París y que es por tanto el patrón de longitud.

Para medir la masa de los cuerpos se utiliza como unidad el kilogramo. El kilogramo de masa patrón es un cilindro de platino-iridio que se conserva también en el museo de Sèvres.

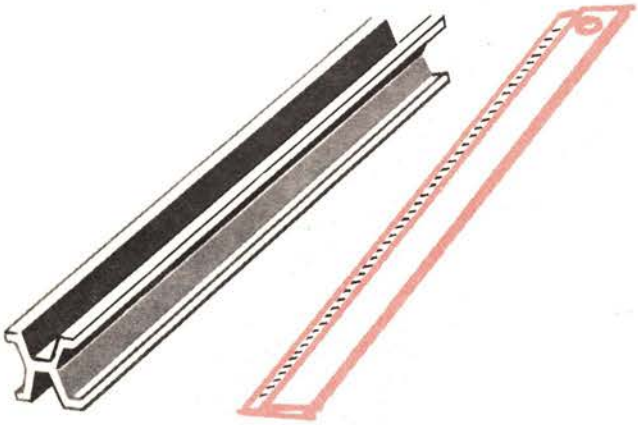
Naturalmente, para satisfacer las necesidades cotidianas no se puede pensar en utilizar esos patrones como elementos de comparación, sino que se emplean copias más o menos perfectas según sea la precisión con que hayan de efectuarse las

medidas. Lo que podemos llamar patrones cotidianos de longitud son las reglas graduadas, las cintas métricas, etc.; los patrones cotidianos de masa son los llamados juegos de pesas.

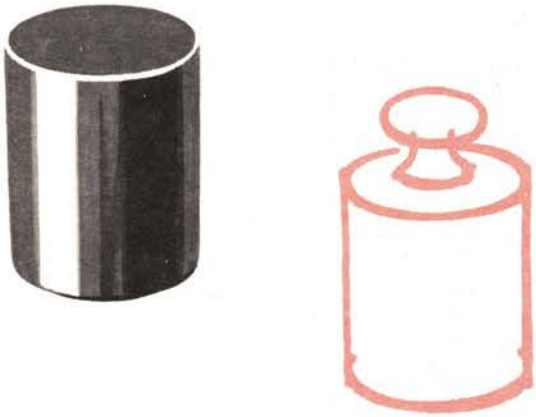
Para medir las magnitudes eléctricas tales como resistencia, capacidad, tensión, autoinducción, etc., en los laboratorios se dispone también de patrones de comparación. Así, por ejemplo, tradicionalmente la unidad de resistencia, el OHMIO, se materializa como la resistencia que ofrece una columna de mercurio de 106'3 cm de altura y de 1 cm² de sección a la temperatura de 0° C.

Por supuesto, un patrón de este tipo es difícil de conservar y de manejar; por ello, los patrones que se utilizan ordinariamente son resistencias metálicas sólidas, fabricadas con la precisión que el caso requiera.

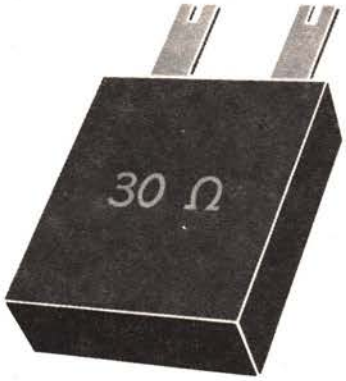
De modo análogo, los patrones de capacidad y autoinducción utilizados en los laboratorios son condensadores y bobinas fabricadas bajo condiciones mucho más rigurosas que el material que se emplea en los montajes.



El patrón primario de longitud es una barra de platino-iridio que se guarda en el Museo de Sèvres. Una regla graduada es un patrón de longitud de uso cotidiano.



El patrón primario de masa es un cilindro de platino-iridio que se conserva en el Museo de Sèvres. Una pesa es un patrón de masa de uso cotidiano.



Los patrones de capacidad, autoinducción y resistencia se fabrican con mucho más esmero que los condensadores, las bobinas o las resistencias empleadas en los montajes. A fin de protegerlos están alojados en cajas adecuadas. En la fotografía, tres patrones de Radio Company.

MULTIPLOS Y SUBMULTIPLOS

Ocurre con frecuencia que el valor de las unidades es excesivamente grande o pequeño para efectuar algunas medidas: entonces se utilizan submúltiplos o múltiplos decimales de la unidad. Expresar en metros la distancia entre ciudades, daría números con gran cantidad de ceros a la derecha; expresar en metros el diámetro de un hilo de conexión, daría como resultado un número con varios ceros, esta vez a la izquierda, detrás de la coma decimal.

En ambos casos las cifras se hacen engorrosas de escribir y de manejar en los cálculos, por lo que se prefiere utilizar en el primero un múltiplo del metro —que es el kilómetro—, y en el segundo un submúltiplo —que es el milímetro—. El problema se presenta con todas las demás magnitudes.

TABLA DE MAGNITUDES Y UNIDADES FRECUENTES UTILIZADAS EN ELECTRONICA

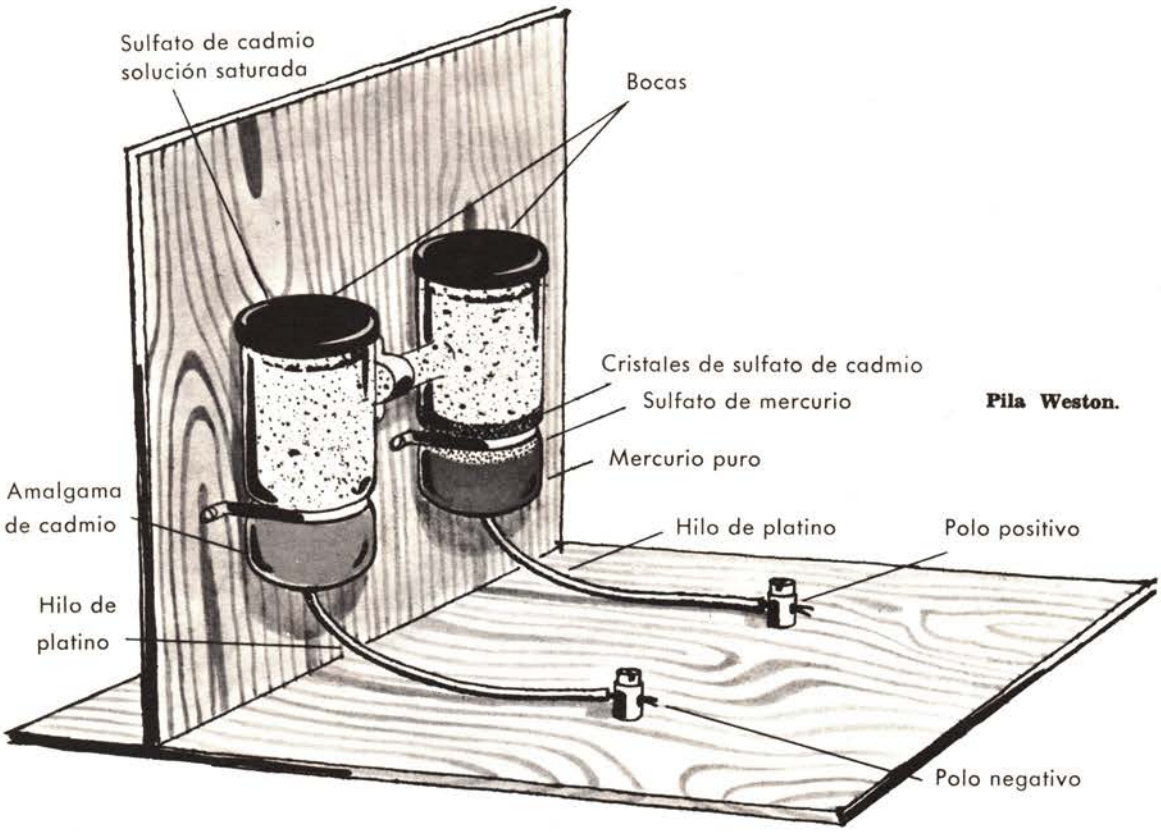
MAGNITUDES	Submúltiplos				UNIDADES	Múltiplos		
Resistencia					Ohmio (Ω)	Kilohmio (KΩ) = 1000	Megohmio (MΩ) = 1000 K	
Capacidad	Picofaradio (pF) $= \frac{1}{1000}$ nF	Nanofaradio (nF) $= \frac{1}{1000}$ uF	Microfaradio (μF) $= \frac{1}{1.000.000}$ F		Faradio (F)			
Autoinducción			Microhenrio (μH) $= \frac{1}{1000}$ mH	milihenrio (mH) $= \frac{1}{1000}$ H	Henrio (H)			
Tensión			Microvoltio (μV) $= \frac{1}{1000}$ mV	Milivoltio (mV) $= \frac{1}{1000}$ V	Voltio (V)	Kilovoltio (KV) = 1000 V		
Intensidad			Microamperio (μA) $= \frac{1}{1000}$ mA	Miliamperio (mA) $= \frac{1}{1000}$ A	Amperio (A)			
Frecuencia					Ciclo/segundo (c/s)	Kilociclo/segundo (Kc/s) = 1000 c/s	Megaciclo/segundo (Mc/s) =1000 Kc/s	Gigaciclo/segundo (Gc/s) = 1000 Mc/s

Muchas veces es más conveniente que el valor de los patrones corresponda a algún múltiplo o submúltiplo en lugar de a la unidad misma. Así, por ejemplo, los patrones de resistencia en los laboratorios de radio pueden ser resistencias de 100 Ω o 1000 Ω, etc.

En algunos casos más que conveniente es imperativo; pues, por ejemplo en el caso de la capacidad, la unidad, es decir el faradio, es tan grande que no es posible construir prácticamente un condensador de este valor.

El valor de los patrones de capacidad empleados en los laboratorios de radio es del orden de un picofaradio, de un nanofaradio o de un microfaradio.

En otros casos ni siquiera es posible obtener de manera cómoda patrones cuyo valor sea un múltiplo o submúltiplo decimal de la unidad. Así ocurre con los patrones de tensión de más categoría que se emplean en los laboratorios, que son las llamadas pilas Weston. La fuerza electromotriz de estas pilas, de las que existen dos variantes, es 1'0183 V para un tipo y de 1'0185 V para el otro.



Pila Weston.

CUALIDADES DE UN PATRON

En todo caso, lo importante en un patrón de laboratorio no es tanto el hecho de que su valor sea un número redondo, como el de que ese valor se mantenga CONSTANTE en el curso del tiempo y sea conocido con PRECISIÓN sufiente.

La CONSTANCIA es por definición la cualidad más importante de un patrón; por tanto se ha de poner especial cuidado en su fabricación para que la posea en alto grado.

Son muy diversas las causas que pueden alterar el valor de un patrón. Por lo que se refiere a los patrones utilizados en el laboratorio de radio, la que cabe considerar como más importante es las variaciones de la temperatura.

Las variaciones de temperatura alteran el valor de las resistencias patrón, el de la capacidad de los condensadores patrón, el de la autoinducción de las bobinas patrón y la f.e.m. de las pilas patrón. En los patrones de calidad la construcción es tal que esas variaciones son pequeñísimas; pero si la medida ha de ser efectuada con una gran precisión se tendrá en cuenta que el valor especificado por el fabricante se refiere a la temperatura ambiente de 20 °C y que a otras temperaturas ese valor debe corregirse de acuerdo con los datos que indica el propio fabricante.

LA PERCEPCION DE LAS MAGNITUDES

Al definir el concepto de medida hemos puesto como ejemplo el que podemos considerar más sencillo: la medida de una longitud.

Si, por ejemplo, queremos saber si la longitud de una pila seca de tipo cilíndrico, de las que usualmente se encuentran en el comercio, es mayor o menor de 6 cm, bastará con que adosemos a ella una regla graduada. La vista nos permitirá decidir sobre la cuestión, incluso en el caso de que la diferencia sea pequeña.

La vista aprecia claramente, por comparación con la regla, la longitud de la pila; pero es en cambio incapaz de comparar su masa con la de un patrón puesto al lado.

La cosa no se presenta tan fácil cuando lo que se trata de saber es si el peso de la pila es, por ejemplo, mayor o menor de 100 gramos. Es inútil pretender resolver la cuestión mirando la pila y una pesa de 100 gramos puesta al lado. La vista percibe la longitud o el tamaño de la pila, pero no su peso; y por tanto no puede establecer la necesaria comparación con la pesa de 100 gramos.

En cambio, si tomamos con una mano la pesa y con la otra la pila, el tacto aprecia el peso de cada uno de los dos objetos y por tanto es posible compararlos.

Ahora bien, el tacto es un órgano muy poco preciso que sólo aprecia diferencias de peso relativamente grandes. Es decir: si la masa de la pila es por ejemplo de 50 gramos, el tacto nos indica con evidencia que la pila pesa menos de 100 gramos; pero si tal peso fuese de unos 90 gramos quizá seríamos incapaces de decidir cuál de las dos, la pesa o la pila, tiene mayor masa.

Si, finalmente, queremos saber si la f.e.m. de la mencionada pila es mayor o menor que la de una pila patrón, ni el tacto ni la vista nos sirven para decidir nada sobre ello; pero si ponemos en contacto con la lengua los bornes de la pila patrón notaremos un gusto ácido, y según que la sensación producida luego por la pila problema sea más o menos intensa podemos deducir que su f.e.m. es mayor o menor que la de la pila patrón.

Sin embargo, como sentido de comparación el gusto es, si cabe, menos preciso que el tacto.

En fin, si lo que nos interesa saber es si la resistencia interna de la pila problema es mayor o menor que la de la pila patrón, ni la vista, ni el tacto, ni el gusto, ni el oído, ni el olfato pueden decirnos nada acerca de ello.

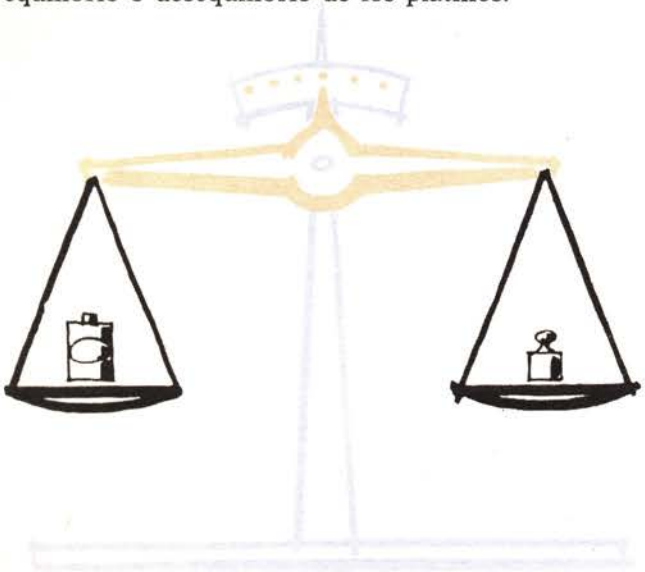
Con lo anterior hemos querido poner de manifiesto, en primer lugar, que para que una magnitud se pueda medir es preciso, *en principio*, que pueda ser percibida por alguno de los sentidos humanos; y en segundo lugar que no todos los sentidos son capaces de efectuar con igual precisión la comparación entre la magnitud incógnita y el patrón.

Pues bien, se da la circunstancia de que las magnitudes que específicamente interesa medir en electricidad y electrónica, o bien no afectan directamente a los sentidos —como es el caso de la resistencia, la capacidad o la autoinducción— o afectan a sentidos poco precisos —como es el caso de la f.e.m. con respecto al gusto—.

En estos casos se requiere, para efectuar las medidas con cierta garantía de precisión, utilizar además de los patrones los llamados INSTRUMENTOS DE MEDICIÓN.

LOS INSTRUMENTOS DE MEDICION

Reconsideremos el problema de comparar el peso de la pila con el de la pesa de 100 gramos. Si en lugar de tomar cada uno de esos objetos en una mano los colocamos en los platillos de una balanza, incluso muy pequeñas diferencias de peso se aprecian con claridad observando los desplazamientos del fiel de la balanza. En este caso el *instrumento de medida* es la balanza. Es importante notar que por mediación de él hemos podido efectuar la comparación de los pesos, no mediante el sentido del *tacto,* sino mediante el sentido de la *vista,* con la que hemos podido determinar el equilibrio o desequilibrio de los platillos.



Con la ayuda de un instrumento de medición, la balanza, la vista puede comparar la masa de la pila con un patrón.

De una forma análoga podemos comparar la f.e.m. de la pila con la de un elemento patrón.

Para ello haremos uso de un galvanómetro de cero central y dispondremos las cosas según indica la figura.

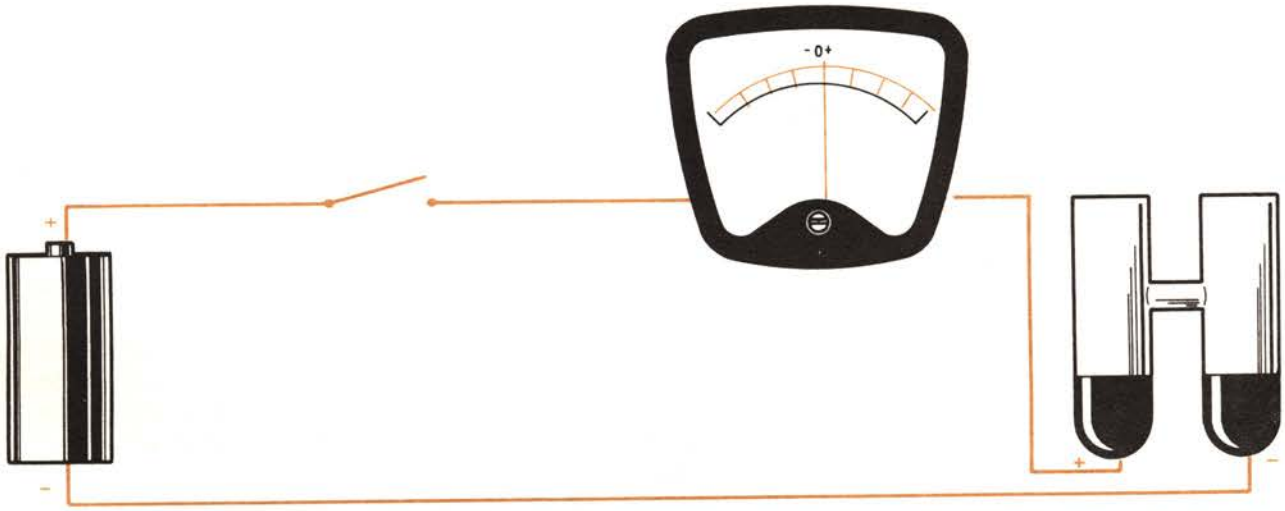
Si las dos pilas tienen igual f.e.m., la d.d.p. aplicada a los terminales del galvanómetro es cero y la aguja no se desvía; pero si esas fuerzas electromotrices no son iguales, aun con diferencias pequeñas, se aprecia un desplazamiento de la aguja en uno u otro sentido.

También aquí con la ayuda de un INSTRUMENTO DE MEDIDA, el galvanómetro, ha sido posible comparar con precisión el valor de la magnitud incógnita con el correspondiente patrón, y también aquí el empleo del instrumento utiliza el sentido de la *vista* como juez en la comparación.

En sentido amplio, los *instrumentos de medida* son casi todos dispositivos que tienen la misión de hacer perceptibles a la vista las magnitudes que el hombre no aprecia directamente mediante los sentidos.

En sentido amplio, pues, un instrumento para medir, por ejemplo, intensidades puede ser no sólo un amperímetro, sino también una bombilla intercalada en el circuito que se ilumina, poniendo de manifiesto la existencia de una corriente eléctrica que los sentidos no aprecian directamente.

Ya hemos indicado que casi todos los instrumentos de medida proporcionan información visual, pero cabe mencionar una importante excepción: los auriculares y altavoces. Cuando la corriente eléctrica es alterna y de frecuencia audible estos dos aparatos pueden también ponerla de manifiesto mediante el sentido del oído.



Este montaje hace posible comparar la f.e.m. de la pila incógnita con la de la pila patrón. Si ambas son iguales, al pulsar el interruptor la aguja del galvanómetro permanece inmóvil; en caso contrario se desplaza en uno u otro sentido.

METODOS DE MEDICION

En electricidad y electrónica no solamente son muy diversas las magnitudes a medir, sino que también existen, en general, diversos métodos para llevar a cabo una determinada medición.

Cualquiera que sea el método empleado para medir una magnitud, la cualidad más importante que debe poseer el resultado es la *exactitud*.

Decir que el resultado de una medida es exacto quiere decir simplemente que es verdadero. Es decir, que si como resultado de haber medido la f.e.m. de una pila hemos encontrado el valor de 1 V, ese resultado será *exacto* si realmente la f.e.m. de esa pila es 1 V; si, en cambio esa f.e.m. es de 1'01 V el resultado de la medida sería sólo *aproximado*.

Pues bien, NUNCA se puede tener la certeza de que el resultado de una medida sea *exacto*, de forma que cualquier resultado debe ser considerado siempre como una aproximación.

No siendo posible la *exactitud*, la *calidad* de una medida es tanto mayor cuanto más aproximado es el resultado. El grado de aproximación se expresa númericamente mediante el concepto de PRECISIÓN que detallaremos más adelante.

Aunque ya hemos indicado que para decidir una determinada magnitud existen en general varios métodos, no todos conducen a resultados de igual precisión y según los casos deben preferirse unos a otros.

Vamos a aclarar la cuestión analizando los tres métodos básicos empleados en el laboratorio de radio.

METODOS DE CERO

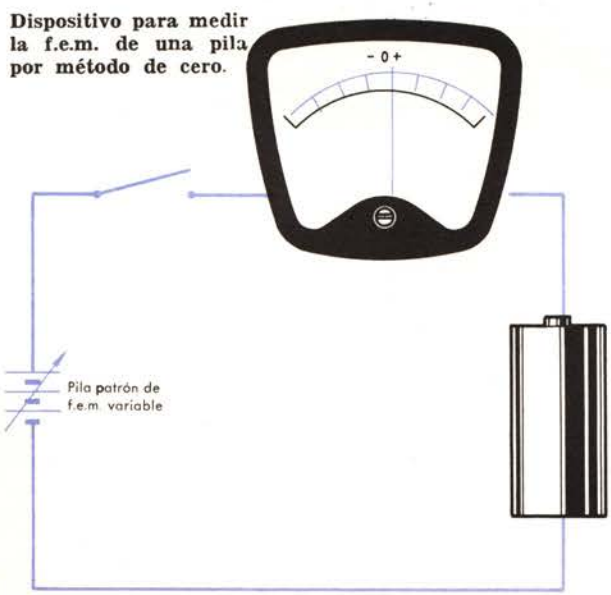
Un ejemplo que ilustra claramente este método es el que antes hemos indicado como adecuado para medir la f.e.m. de una pila.

Supongamos por un momento que disponemos de una pila patrón cuya f.e.m. puede ajustarse, de centésima en centésimo de voltio, entre 1'50 y 1'70 V.

Mediante esta pila patrón, un galvanómetro de cero central y la pila cuya f.e.m. queremos medir, efectuaremos el montaje indicado en la figura.

Ajustando la f.e.m de la pila patrón a 1'30 V y pulsando el interruptor podremos apreciar que la aguja del galvanómetro se desvía hacia la izquierda (en la figura), poniendo de manifiesto que la f.e.m. de la pila incógnita es mayor que 1'30 V.

Dispositivo para medir la f.e.m. de una pila por método de cero.



Si probamos de nuevo ajustando el patrón a 1'35 V podremos apreciar que la desviación de la aguja es del mismo sentido, pero menor que antes.

Aumentando la f.e.m. del patrón de centésima en centésima hasta 1'39 V podremos apreciar que las desviaciones siguen siendo del mismo sentido pero cada vez menores, con lo que se pone de manifiesto que la diferencia entre la f.e.m. de la pila patrón y la pila incógnita es cada vez menos, aunque todavía la de esta última es mayor que la de la primera.

Sin embargo, he aquí que al llegar por ejemplo al valor 1'40 V no se *aprecia* desviación alguna en la aguja del galvanómetro. Podríamos sentirnos tentados a creer que, puesto que el galvanómetro no aprecia d.d.p. entre sus bornes, la f.e.m. de ambas pilas es igual y que por tanto la de la pila incógnita es de 1'40 V.

Sin embargo, conviene no sentar conclusiones tan precipitadas. Si aumentamos nuevamente en una centésima de voltio la f.e.m. de la pila patrón es muy posible que ese cambio no se ponga de manifiesto en el galvanómetro. Incluso es muy posible que no apreciemos ningún desplazamiento en la aguja hasta que la f.e.m. de la pila patrón sea de 1'61 V, caso en el que el desplazamiento tiene sentido contrario que las anteriores. A partir de ese valor los desplazamientos son siempre apreciables y cada vez mayores.

De acuerdo con este resultado, se comprende que no podemos afirmar que el valor de la f.e.m.

incógnita sea 1'40 V. *Lo único que podemos decir con certeza es que ese valor es mayor que 1'39 V y menor que 1'61 V.*

En consecuencia, ese valor tanto puede ser 1'40 V como 1'60 V, como uno cualquiera comprendido entre ambos, y en principio no hay razón para elegir como exacto uno de ellos entre todos los demás. Ahora bien: ya que no podemos dar un valor exacto, conviene que elijamos uno de forma que el error máximo que podamos cometer sea lo más pequeño posible.

Esto se consigue dando como resultado de la medida el VALOR MEDIO entre 1'40 V y 1'60 V; es decir dando el valor 1'50 V.

De esta forma, si el valor verdadero de la f.e.m. de la pila incógnita fuese 1'40 (cosa posible) el error cometido sería:

$$1'50 - 1'40 = 0'10 \text{ V.}$$

Si en cambio el valor verdadero fuese 1'60 V (cosa también posible), el error cometido sería también:

$$1'60 - 1'50 = 0'10 \text{ V.}$$

De haber dado como resultado de la medida el valor 1'40 V, en el caso de ser el valor verdadero 1'60 V, el error sería.

$$1'60 - 1'40 = 0'20 \text{ V;}$$

es decir, doble que en el caso anterior. Queda clara, por tanto, la conveniencia de elegir el valor medio como resultado de la medida.

En definitiva, de acuerdo con los resultados obtenidos podemos decir CON CERTEZA que el valor de la f.e.m. de la pila incógnita está comprendido entre 1'40 y 1'60 V. Si damos como resultado el valor 1'50 V podemos decir TAMBIÉN CON CERTEZA que el error que hemos cometido es como máximo de 0'10 V. Para tener en cuenta esta circunstancia el resultado lo expresaríamos así.

$$\text{f.e.m.} = 1'50 \pm 0'10 \text{ V.}$$

De esta forma queremos indicar que, si bien daremos como resultado el de 1'50 V, el valor verdadero también pudiera ser 0'10 V mayor o 0'10 V menor.

En consecuencia, diremos que el resultado de esa medición tiene la PRECISIÓN de 0'10 V.

Cabe preguntarse ahora si es posible realizar la medición considerada con mayor precisión; es decir, si es posible limitar a valores más pequeños que ese de 0'10 V el error cometido.

La respuesta es que sí, pues en definitiva ello sólo depende de la SENSIBILIDAD del galvanómetro utilizado.

En efecto, la circunstancia de que ajustando la f.e.m. de la pila patrón entre 1'40 y 1'60 V no se aprecie desplazamiento de la aguja puede ser debida a que los desplazamientos son tan pequeños que la vista no llega a apreciarlos, o bien a que en realidad no tienen lugar porque la débil corriente que atraviesa el cuadro móvil no es capaz de vencer los rozamientos de los pivotes del eje.

Supongamos, pues, que utilizamos un galvanómetro más sensible, con el cual se aprecia claramente cómo la aguja se desvía hacia un lado cuando la pila patrón se ajusta a 1'40 V y hacia el otro cuando se ajusta a 1'60 V.

Repitiendo el proceso anterior con este nuevo galvanómetro más sensible llegaríamos a determinar, por ejemplo, que no hay desviaciones apreciables entre 1'52 y 1'56 V. Como antes, tomaríamos como resultado de la medición el valor medio, es decir, 1'54 V. Con ello el error máximo sería:

$$\frac{1'56 - 1'52}{2} = 0'02 \text{ V,}$$

y por tanto indicaríamos el resultado en esta forma:

$$\text{f.e.m.} = 1'54 \pm 0'02 \text{ V.}$$

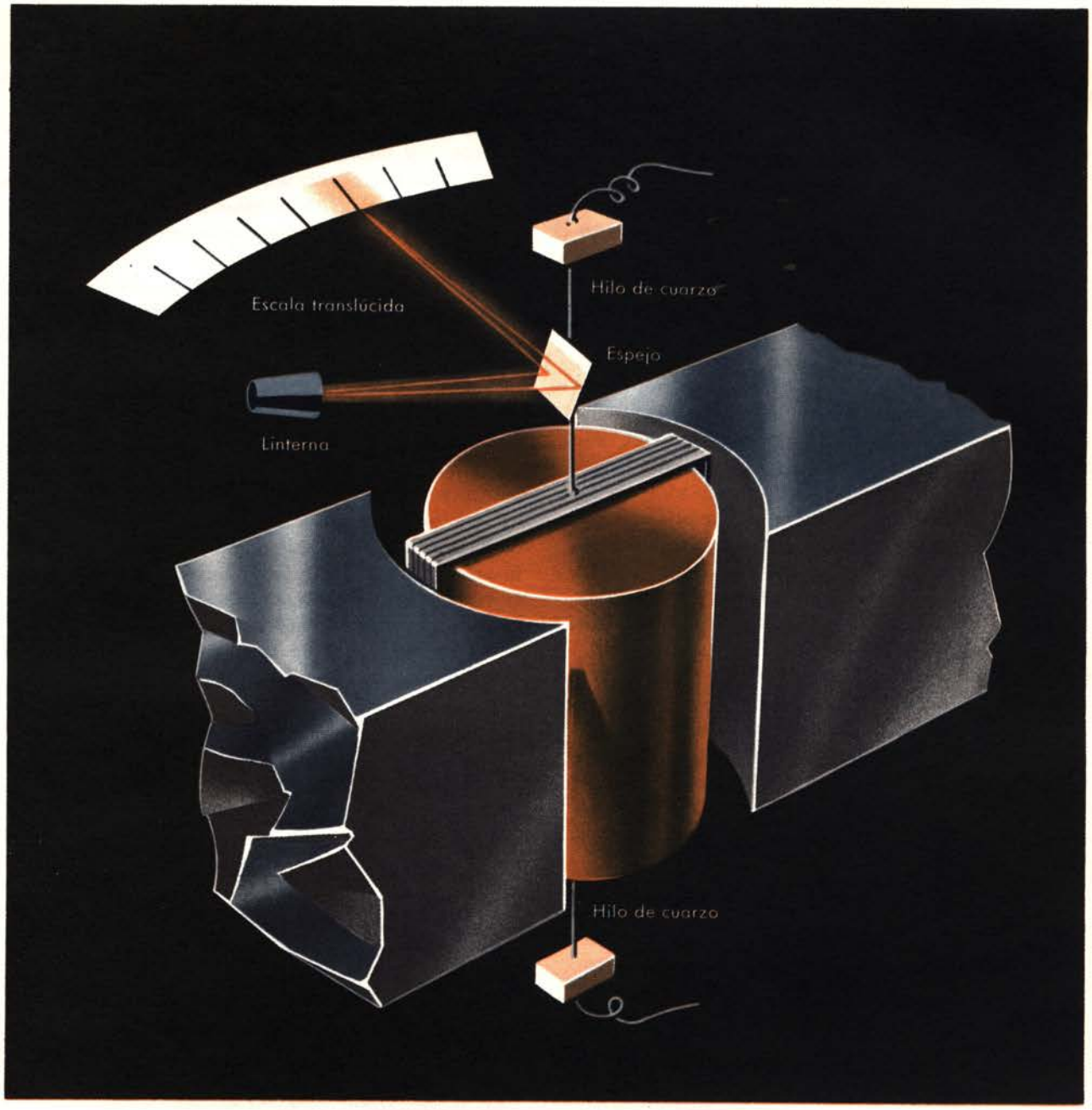
Es decir: la precisión, que era antes de una décima de voltio, es ahora de dos centésimas.

Puesto que la sensibilidad de un instrumento de medida puede ser extraordinariamente grande, el método de cero resulta ser un método de medida preciso en grado sumo.

A este respecto téngase en cuenta, por ejemplo, que los galvanómetros que utilizan muchos polímetros de uso normal en el laboratorio o en el taller son capaces de proporcionar desviaciones apreciables con d.d.p. del orden de 1 mV; y que en última instancia, mediante un amplificador adecuado, es posible detectar sin dificultad tensiones del orden de 1 microvoltio; es decir, de una millonésima de voltio.

Con este método, pues, no hay dificultad alguna en poner de manifiesto, por ejemplo, la diferencia de f.e.m. entre dos pilas Weston cuyas f.e.m. sean de 1'0183 y 1'0185 V respectivamente.

De todas maneras, la sensibilidad tiene un límite; y por tanto la *exactitud* es inasequible, como hemos indicado en un párrafo anterior.



Los métodos de cero proporcionan gran precisión en las medidas, pues la sensibilidad del instrumento indicador de cero puede ser muy elevada. Por ejemplo, un galvanómetro de espejo es capaz de detectar corrientes del orden de una diezmilésima de microamperio. El eje de estos galvanómetros se ha sustituido por dos hilos de cuarzo metalizado, que hacen además las veces de muelles de recuperación y de conductores de la corriente que ha de atravesar el cuadro móvil. En lugar de aguja, el cuadro móvil arrastra un pequeño espejo que refleja sobre una escala translúcida un rayo de luz procedente de una linterna.

OBSERVACIÓN. En lo que antecede hemos supuesto que la f.e.m. de la pila patrón podía ajustarse a voluntad. Esto no es posible en la práctica, y por tanto la medición de la f.e.m. por el método de cero se lleva a cabo mediante un procedimiento que difiere algo del indicado. Ese procedimiento y la medición de diversas magnitudes mediante los métodos de cero se analizarán con detalle en la lección siguiente, pues su importancia en electrónica es muy grande.

METODO DE SUSTITUCION

Como los métodos de cero, los métodos de sustitución pueden aplicarse a la medición de muy diversas magnitudes; pero para mayor claridad supondremos que se trata también de medir la f.e.m. de una pila.

Los elementos que se precisan son prácticamente los mismos que en el caso anterior; pero en lugar de un simple interruptor se emplea un conmutador, y en lugar del galvanómetro de cero central, otro ordinario con el cero a la izquierda.

El montaje es el que se indica en la figura.

Situando el conmutador en la posición I la f.e.m. de la pila queda aplicada al galvanómetro, con lo que la aguja se desvía hasta una determinada marcación de la escala que se anota con cuidado.

A continuación se sitúa el conmutador en la posición *P* y se ajusta la f.e.m. de la pila patrón hasta que la aguja del galvanómetro indique la misma marcación que en el caso anterior.

Cuando esa circunstancia ocurra, puede decirse que la f.e.m. a que está ajustada la pila patrón es igual a la f.e.m. de la pila incógnita, y por tanto se habrá efectuado la medición. No se crea, empero, que *con exactitud*.

En efecto: por una parte no es posible afirmar que en el segundo caso la aguja ocupe *exactamente* la misma posición que en el primero, y ello por la simple razón de que a partir de cierto límite la vista es incapaz de percibir la diferencia que pueda existir.

En la práctica, de hecho, en un instrumento del tipo indicado en la figura no es posible apreciar diferencias menores de una cuarta parte de división, e incluso para conseguirlo es preciso poner bastante atención.

Por otra parte, tampoco se puede asegurar que cada vez que se aplica al galvanómetro la misma d.d.p. la aguja experimente *exactamente* la misma desviación, cosa que se debe a diversas causas, pero principalmente al rozamiento del eje del cuadro móvil con los respectivos cojinetes; rozamiento que es posible disminuir con una construcción esmerada, pero no eliminar por completo.

Si la aguja de un galvanómetro experimentase exactamente la misma desviación cada vez que se aplica a sus bornes la misma d.d.p. diríamos que el galvanómetro es FIEL.

La FIDELIDAD es una cualidad que los galvanómetros —y cualquier otro instrumento de medición— pueden poseer en grado más o menos elevados, pero nunca en términos absolutos.

Queda, pues, bien claro que tampoco es exacto el método de sustitución.

El grado de precisión a que pueda llegarse se determina de igual forma que en los métodos de cero. Es decir, se comprueba entre qué valores extremos de la f.e.m. de la pila patrón es aparentemente igual la desviación de la aguja que la provocada por la pila incógnita, y se toma como resultado el valor medio.

La PRECISIÓN equivale a la mitad de la diferencia entre los valores extremos.

Así, por ejemplo, supongamos que la pila incógnita desvía la aguja hasta la división 38'5 de la escala. A continuación se aprecia que la pila patrón provoca esa misma desviación cuando su f.e.m. está ajustada entre 1'50 y 1'54 V.

Como resultado de la medición tomaremos el valor medio:

$$\frac{1'54 + 1'50}{2} = 1'52 \text{ V.}$$

La precisión será:

$$\text{Precisión} = \frac{1'54 - 1'50}{2} = 0'02 \text{ V.}$$

Por tanto, el resultado se indica en esta forma:

$$\text{f.e.m.} = 1'54 \pm 0'02 \text{ V.}$$

Adviértase que, en principio, el grado de precisión que se obtiene de los métodos de sustitución es menos elevado que el de los métodos de cero, a causa de que en los primeros no es posible aumentar indefinidamente la sensibilidad del instrumento de medición.

En efecto, si se aumentase la sensibilidad los desplazamientos de la aguja llegarían a sobrepasar el final de la escala y sería imposible efectuar la medición.

METODOS DE INDICACION DIRECTA

Estos métodos son los más utilizados en la práctica, pues son mucho más rápidos que los anteriores y ofrecen suficiente precisión en la mayoría de los casos.

De hecho, representan una simplificación de los métodos de sustitución.

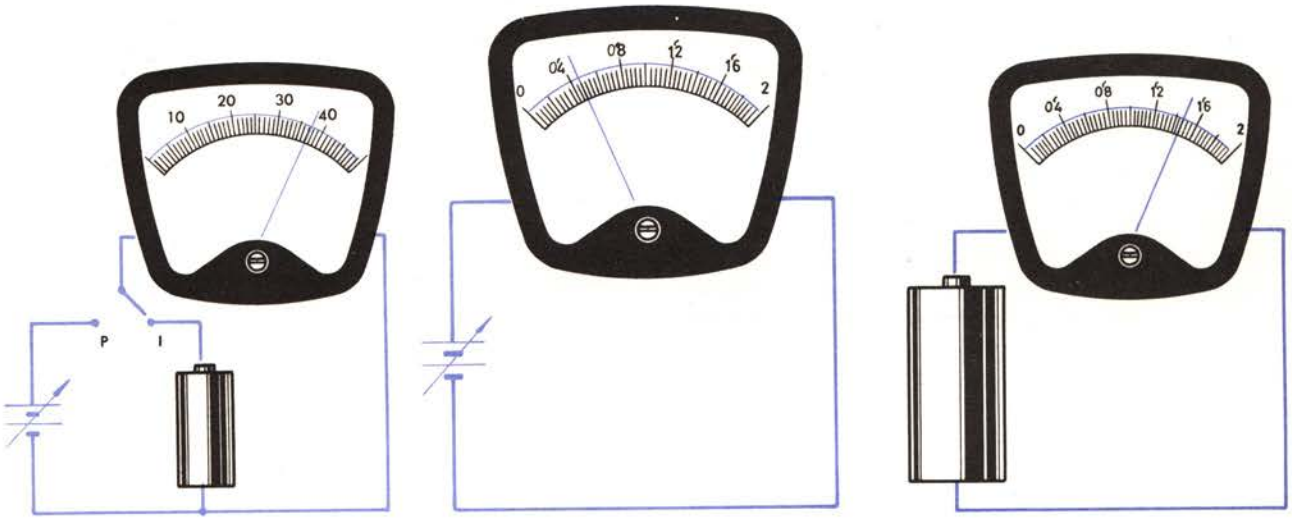
Como en los casos anteriores, vamos a suponer que se trata de medir la f.e.m. de una pila.

Se empieza por aplicar la pila patrón al galvanómetro. Ajustando paso a paso su f.e.m., se anota sobre cada división marcada por la aguja el correspondiente valor.

De esta forma se convierte el galvanómetro en un *voltímetro calibrado.*

A partir de ahora se puede prescindir de la pila patrón, pues para conocer la f.e.m. de cualquier pila basta con conectarla a los bornes del voltímetro y leer *directamente* sobre la escala su valor: basta con observar la desviación de la aguja.

Puesto que el proceso de calibración es una operación que no efectúa realmente el operador, sino el fabricante y de una vez para siempre, se comprende que este método de medición es mucho más rápido que los anteriores.



Dispositivo para medir la f.e.m. de una pila por el método de sustitución. Se supone que la resistencia interna del galvanómetro es muy superior a la resistencia interna de las pilas.

El método de indicación directa requiere en principio dos operaciones. En la primera el instrumento se calibra mediante un patrón; y en la segunda la magnitud a medir se lee directamente. Su mayor comodidad reside en que la operación de calibrado se efectúa de una vez para siempre y por parte del propio fabricante del instrumento.

Los métodos de indicación directa aplicados a la medición de tensiones, intensidades, resistencias, capacidades y autoinducciones se han tratado con cierto detalle en las lecciones 10, 11 y 12 de este Método.

Allí se indicó que era usual que todas esas funciones se agrupasen en un solo instrumento denominado POLÍMETRO UNIVERSAL O TÉSTER.

No vamos a insistir aquí sobre la forma en que debe utilizarse ese instrumento, puesto que también se expuso en las mencionadas lecciones; pero sí conviene decir algo acerca del grado de precisión que con él podemos obtener en las mediciones.

Ante todo, tengamos presente que una vez que un instrumento ha sido calibrado cumple en realidad las funciones de instrumento de medición y de patrón, de manera que además de las cualidades propias de un instrumento de medición ha de poseer también en alto grado la característica más importante de un patrón; es decir, la CONSTANCIA.

Un instrumento de medida es *constante* cuando su calibración se conserva a lo largo del tiempo. Por supuesto, la *constancia* es una cualidad mucho más fácil de conseguir en un patrón —tal como una resistencia o un condensador, e incluso una pila— que en un instrumento de medición.

Ciñéndonos al caso de un galvanómetro, los factores que pueden alterar la calibración son por ejemplo:

a) El envejecimiento de los muelles de recuperación.

b) El desgaste del eje y de los cojinetes.

c) Las variaciones de temperatura, que dilatan y contraen las piezas mencionadas y alteran la resistencia de la bobina móvil, etc.

Estas causas hacen, pues, inevitable con el tiempo una pérdida de la calibración, y por consiguiente una pérdida de exactitud en un aparato que consideramos como un patrón.

Más aún: sólo los aparatos de gran categoría se calibran uno por uno durante su fabricación.

En los aparatos de uso corriente, que se fabrican en grandes series, las escalas se hacen todas iguales y el galvanómetro se calibra únicamente para una de las divisiones, de forma que todas las demás pueden presentar cierta inexactitud.

Si el galvanómetro forma parte de un polímetro será preciso además tener en cuenta la tolerancia de las resistencias auxiliares que se han empleado en su construcción.

Como resultado de todas esas circunstancias, cuando utilizamos un polímetro no podemos tener la seguridad de que el valor verdadero de la magnitud medida sea el que indica la aguja.

Lo único que podemos saber con certeza es que ese valor se halla comprendido dentro de un intervalo más o menos amplio alrededor del indicado por la aguja. La amplitud de ese intervalo, que llamaremos ERROR INSTRUMENTAL, se expresa por el fabricante indicando que es un determinado tanto por ciento de la longitud total de la escala. Ese tanto por ciento recibe el nombre de CLASE del aparato.

Aclaremos la cuestión con un ejemplo.

Supongamos que deseamos medir la f.e.m. de la pila ya mencionada en los casos anteriores mediante un voltímetro que indica 2 V a fondo de escala y cuya CLASE es, según el fabricante, del ± 2 %.

En la figura puede apreciarse que la escala del voltímetro tiene en total 50 divisiones; de manera que el error instrumental será ± 2 % de esas 50 divisiones, es decir:

$$\text{Error} = -\frac{50 \times 2}{100} = \pm 1 \text{ división.}$$

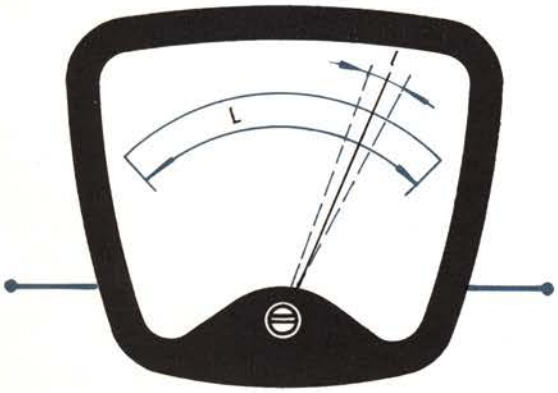
Por tanto, si conectando el voltímetro a la pila se desvía la aguja hasta indicar la división 38, que corresponde a 1'52 V, de hecho sólo podemos tener la seguridad de que el valor correcto está comprendido entre la división 37, a la que corresponden 1'48 V, y la división 39, a la que corresponden 1'56 V.

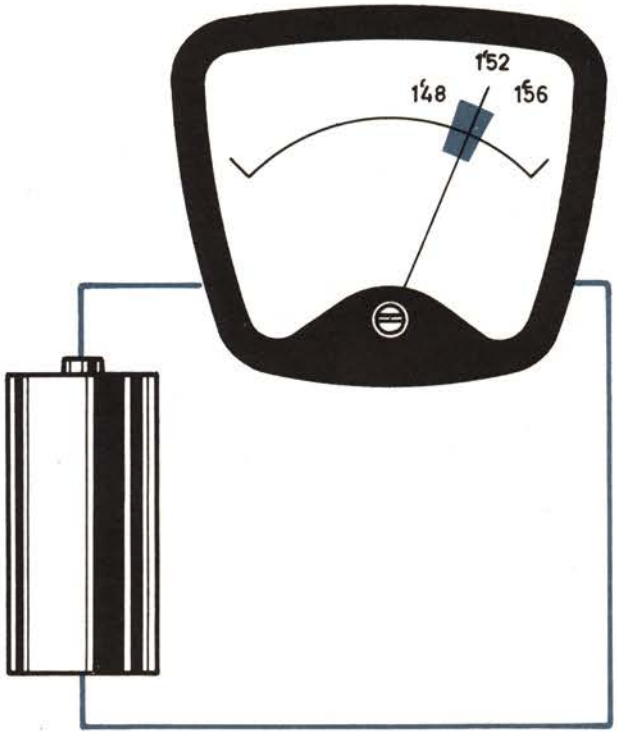
Si queremos, pues, proceder con corrección, no nos limitaremos a indicar que el resultado de la medición es de 1'52 V, sino que indicaremos también la precisión con que se ha efectuado, que resulta ser de ± 0'04 V. Es decir, indicaremos el resultado en esta forma:

$$\text{f.e.m.} = 1'52 \pm 0'04 \text{ V.}$$

Según nuestro ejemplo, la precisión obtenida con los métodos de indicación directa es menor que la que se logra con los métodos de sustitución. Ese resultado es general; es decir, que en principio los métodos de sustitución son más precisos que los de indicación directa.

La razón es que en los primeros se eliminan los errores de calibración, ya que el aparato se calibra cada vez que se efectúa una medición.





Para determinar la precisión con que se efectúan las mediciones en el método de indicación directa, el fabricante especifica que el valor real de la magnitud medida se encuentra dentro de cierto intervalo de longitud —l—, llamado error instrumental, alrededor de la marcación indicada por la aguja.

UN EJEMPLO PRACTICO

Cuando se emplean aparatos de laboratorio o taller conviene siempre tener presente la precisión que puede obtenerse con ellos, para evitar desazones ante resultados aparentemente dispares.

En la figura aparece un polímetro comercial que, según el fabricante, tiene una precisión del ± 3 % en la medición de tensiones alternas. Es decir, es un instrumento de CLASE 3. La escala tiene 50 divisiones y por consiguiente el error instrumental para la medida de tensiones alternas es de:

$$\pm \frac{50 \times 3}{100} \pm 1'5 \text{ divisiones}$$

Supongamos que con ese polímetro deseamos medir la tensión de la red; y supongamos también que esa tensión sea exactamente de 120 V.

Según la hembrilla elegida para insertar las puntas de prueba, y con la ayuda del pequeño conmutador central, podemos disponer este aparato para que la aguja se desvíe a fondo de escala con tensiones de 5, 10, 50, 100, 500 ó 1000 V; y dado que la tensión a medir es mayor de 100 V dispondremos el aparato para medir tensiones de hasta 500 voltios.

En estas condiciones cada una de las 50 divisiones de la escala representa 10 voltios. Por tanto, aplicando el aparato a la red la aguja debiera desplazarse hasta la división 12 (120 V). Ahora bien, el fabricante únicamente se compromete a que la aguja quede estacionada entre la división.

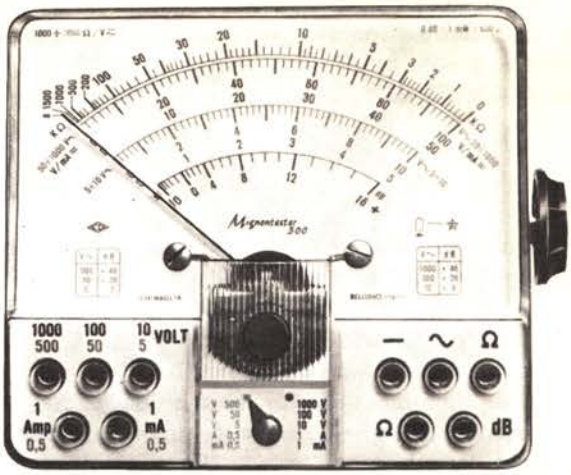
$$12 + 1{,}5 = 13{,}5$$

que corresponde a 135 V, y la división

$$12 - 1{,}5 = 10{,}5$$

que corresponde a 105 V. De manera que si disponemos en nuestro laboratorio de otro polímetro de características similares y con fines de comprobación conectamos ambos simultáneamente a la red, es posible, *en un caso extremo*, que uno de ellos indique 105 V y el otro 135 V. A pesar de la disparidad, no podríamos afirmar que las indicaciones son incorrectas, pues ambas están dentro de los límites especificados por los respectivos fabricantes.

Ya hemos dicho, desde luego, que esto podría ocurrir en un caso extremo, pues normalmente las indicaciones de ambos aparatos concordarían bastante más.



Polímetro comercial de la clase 3 % en corriente alterna y 2 % en continua. Las escalas de tensión e intensidad tienen cincuenta divisiones.

Miliamperímetro-voltímetro de la clase 0,2 %.

La precisión es un factor que vale mucho dinero. Un voltímetro patrón con una precisión de 0'1 % a 0'25 % puede costar cien veces más que un instrumento para salas de ensayo con una precisión de un 1 %. Para que un instrumento sea más preciso, no basta con efectuar un mejor calibrado, utilizando un equipo mejor de calibración. También es necesario que dicho calibrado se conserve en el transcurso del tiempo y que no varíe con condiciones ambientales variables, tales como la temperatura.

En todo momento, y en cuanto a este aspecto de las medidas se refiere, el técnico debe mostrar un sentido práctico lo bastante depurado como para darse cuenta de cuál es el grado de precisión necesario. En los montajes electrónicos corrien-

tes suele bastar con una precisión de 10 %. Medir una tensión de placa con una precisión del 1 % no es sólo inútil, sino absurdo, ya que la menor variación de la tensión de alimentación acarrea errores mucho mayores. A veces la precisión del 20 % suele ser satisfactoria cuando se mide la distorsión de un amplificador o la sensibilidad de un receptor.

ERROR ABSOLUTO Y ERROR RELATIVO

Hasta aquí hemos venido indicando la precisión de una medición como la máxima diferencia que puede existir entre el valor verdadero de la magnitud que estamos midiendo y el valor que damos como resultado de la medida.

En el ejemplo anterior la medida de la tensión de la red se efectuó con una precisión de ± 15 V, lo que como queda dicho significa que la máxima diferencia que puede existir entre el valor real de la tensión y el indicado por el polímetro es de 15 V.

La diferencia entre el valor real y el medido se denomina ERROR ABSOLUTO. Expresar la precisión de una medición mediante el error absoluto, como hasta ahora hemos venido haciendo, puede darnos una idea falsa acerca de la calidad de la medición que hemos efectuado, como vamos a ver inmediatamente.

Si medimos la tensión de placa de una válvula con una precisión absoluta de ± 5 V y el valor medido resulta ser 250 V, poca importancia tiene de hecho la circunstancia que el valor verdadero sea 5 V mayor o 5 V menor, ya que esas diferencias no influyen prácticamente nada en el funcionamiento de la válvula.

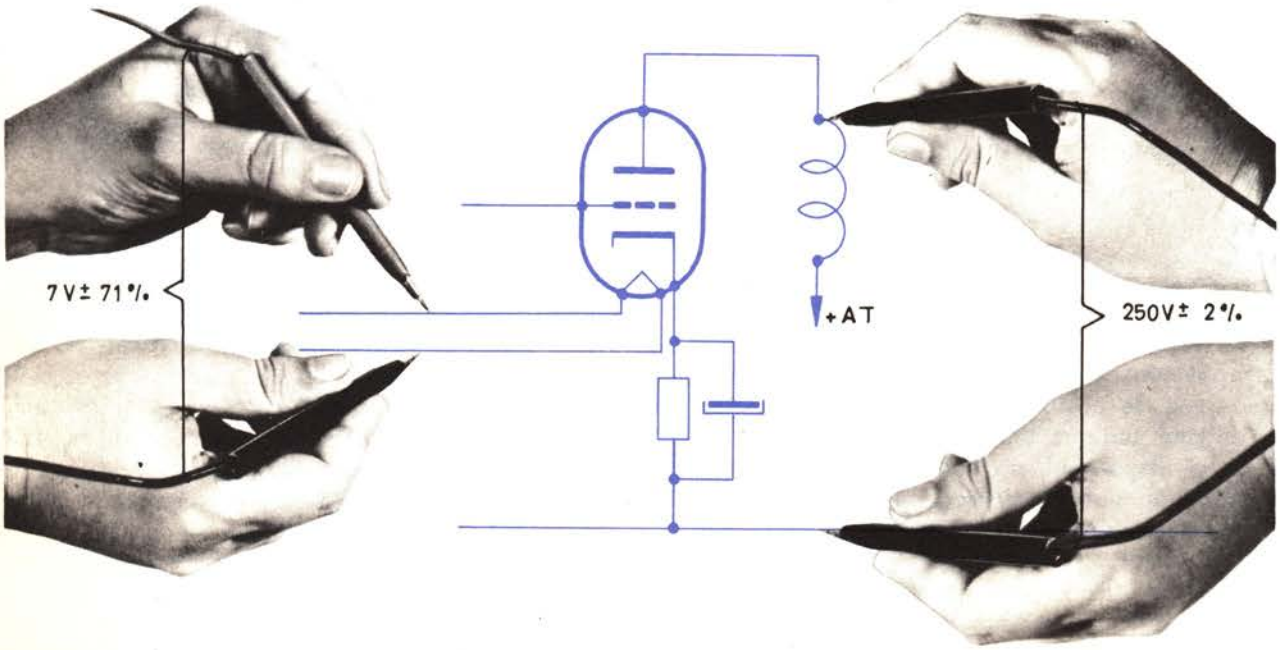
Supongamos, en cambio, que medimos la tensión aplicada al filamento y obtenemos un valor de 7 V, también con una precisión de ± 5 V. Ello indica que el valor real de la tensión de filamento está de hecho comprendido entre 2 V y 12 V. Si la válvula requiere una tensión de 6'3 V, suponiendo que la aplicada sea de 2 V no funcionará; y suponiendo que sea de 12 V no tardará en fundirse.

Así, pues, decir que la tensión de filamento es de 7 ± 5 V es lo mismo que no decir nada; y por tanto el haberla medido no tiene ninguna utilidad. He aquí dos mediciones realizadas con la misma precisión absoluta y que sin embargo no tienen, cosa evidente, la misma utilidad.

Ejemplos de este tipo podrían multiplicarse, pero en palabras llanas todos podrían resumirse en el siguiente:

No tiene tanta importancia equivocarse en dos o tres metros al medir la longitud de una carretera como equivocarse en el mismo valor al medir su anchura.

La experiencia indica que, en líneas generales, para que dos mediciones puedan considerarse de igual calidad los errores deben ser proporcionales a los valores medidos. En otras palabras, que viene



Aun teniendo la misma precisión absoluta, dos mediciones pueden tener muy distinta calidad.

a tener la misma importancia un error de 1 metro al medir una longitud de 1 kilómetro que un error de 1 milímetro al medir una longitud de 1 metro.

Siendo ello así, para indicar la precisión de una medición suele ser preferible utilizar el concepto de *error relativo* en lugar del de error absoluto.

El ERROR RELATIVO *es el cociente entre el error absoluto y el valor medido.*

Si medimos una longitud de 1 kilómetro con una precisión de 1 metro el error relativo es:

$$\text{Error relativo} = \pm \frac{1\ \text{m}}{1000\ \text{m}} = \pm\ 0'001.$$

Si medimos una longitud de 1 metro con una precisión de ± 1 milímetro el error relativo es:

$$\text{Error relativo} = \pm \frac{0'001\ \text{m}}{1\ \text{m}} = \pm\ 0'001.$$

Es decir: que las dos medidas que hemos indicado, que pueden considerarse de igual calidad, tienen igual error relativo; pero en cambio los errores absolutos son muy distintos. De ahí que sea preferible indicar la precisión mediante el error relativo.

En general el error relativo se expresa en tanto por ciento, para lo cual basta con multiplicar por 100 el cociente antes indicado. Expresada en tanto por ciento, la precisión de las dos mediciones de longitud mencionadas es de 0'1 %.

Volviendo al ejemplo de la medida de las tensiones de placa y filamento de una válvula termoiónica, resulta que el error relativo correspondiente a la medida de la tensión de placa es, expresado en tanto por ciento, de

$$\pm \frac{5}{250} \times 100 = \pm\ 2\ \%$$

En cambio, el correspondiente a la tensión de filamento es:

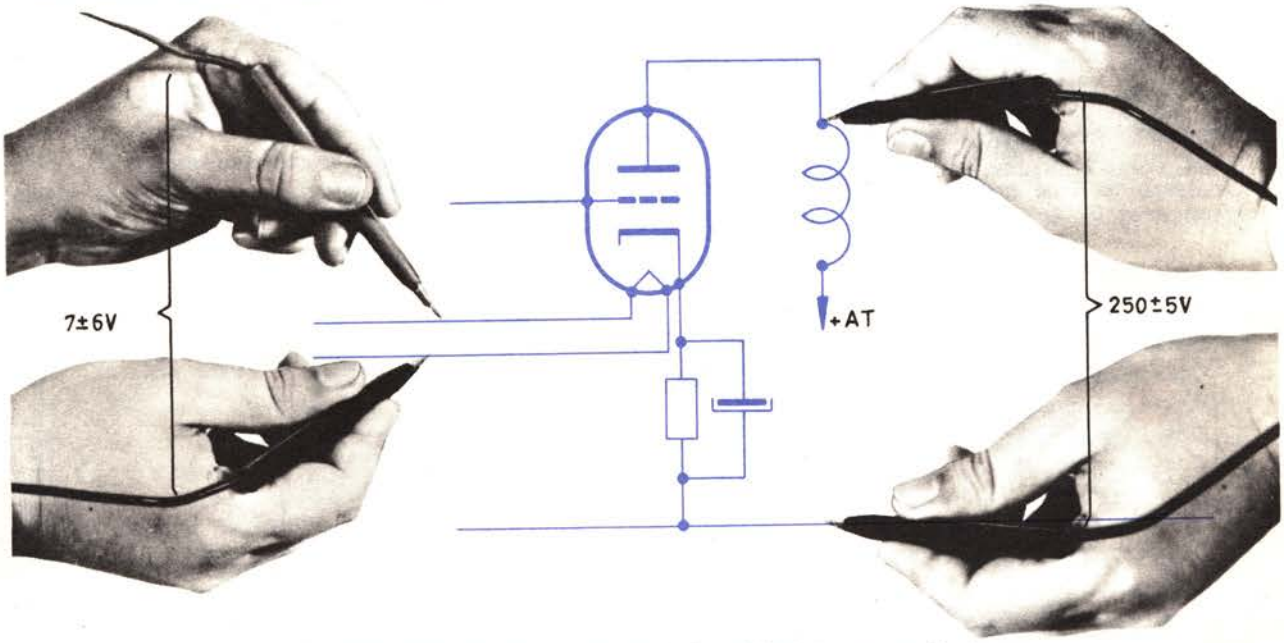
$$\pm \frac{5}{7} \times 100 = \pm\ 71'4\ \%$$

En este último caso el error relativo es mucho mayor, lo cual es un índice claro de la peor calidad de la medición.

Utilizando el concepto de error relativo esas dos mediciones deben indicarse en esta forma:

Tensión de placa = 250 V ± 2 %.

Tensión de filamento = 7 V ± 71'4 %.



El error relativo indica claramente la calidad de una medición.

EL ERROR RELATIVO EN LOS POLIMETROS

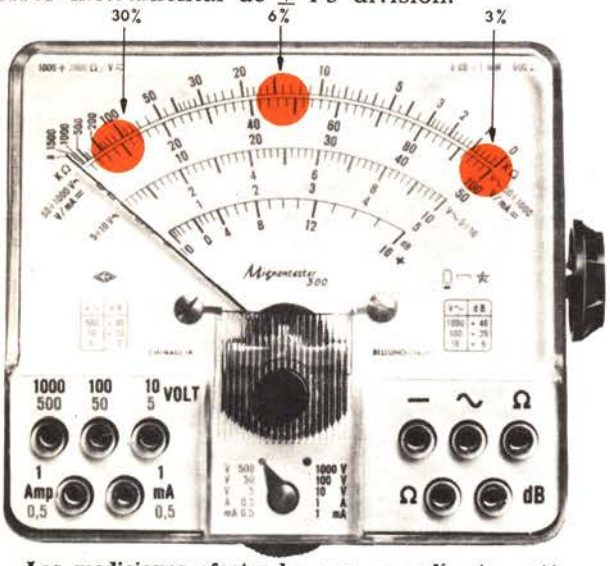
El ejemplo anterior se ha exagerado de intención para poner de manifiesto la importancia de los errores relativos. Desde luego que no es frecuente cometer errores del orden del 70 %. No obstante, en el caso de instrumentos de indicación directa, y concretamente del polímetro universal,

se puede cometer errores notablemente grandes si no se usan con propiedad.

Debe tenerse muy presente que el hecho de que un instrumento sea de la clase 2 % no significa que tengan esa precisión todas las mediciones que con él efectuemos.

En realidad, el error relativo de la medida sólo es igual a la clase del aparato cuando la aguja se desvía hasta el fondo de la escala. Con desviaciones menores el error es mayor, y con desviaciones muy pequeñas el error puede llegar a ser muy grande.

Tomemos como ejemplo el polímetro, antes mencionado, que para corriente alterna tiene un error instrumental de ± 1'5 división.



Las mediciones efectuadas con un polímetro están afectadas de un error relativo tanto mayor cuanto menores sean las desviaciones de la aguja.

Si la aguja se desvía hasta la división 50 (fondo de escala) el error relativo es:

$$\pm \frac{1'5}{50} \times 100 = \pm 3\ \%;$$

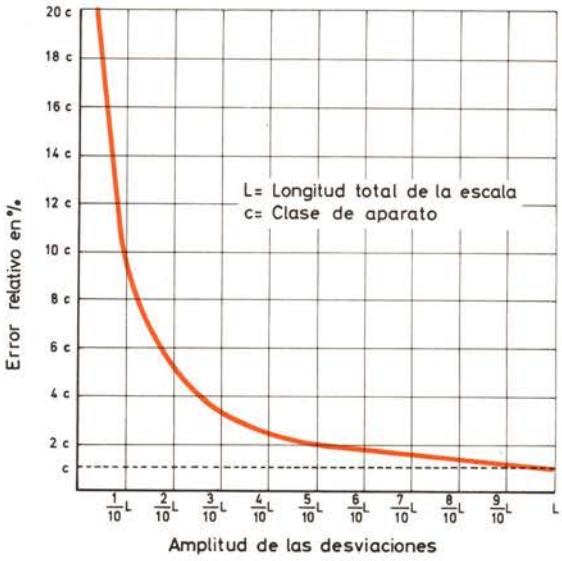
es decir, igual a la clase del aparato.

Si la aguja se desvía hasta la mitad de la escala (25 divisiones) el error relativo es:

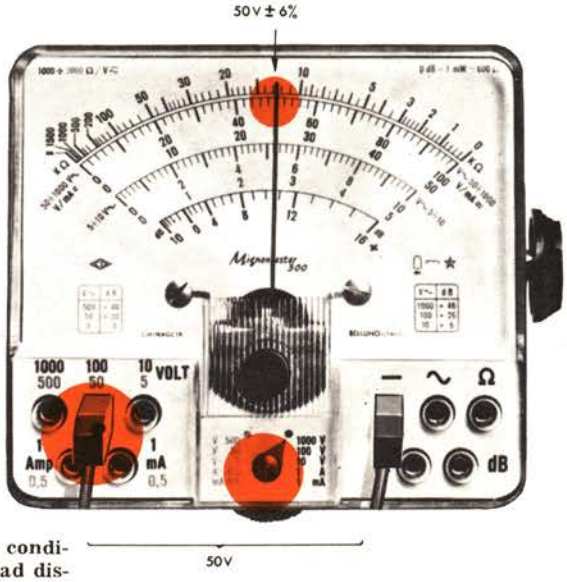
$$\pm \frac{1'5}{25} \times 100 = 6\ \%$$

En fin, si la aguja se desvía hasta sólo la división 5 el error relativo es:

$$\pm \frac{1'5}{5} \times 100 = 30\ \%.$$



Variación del error relativo en función de la derivación de la aguja.



Situando el polímetro en condiciones de mayor sensibilidad disminuimos el error relativo de la medida.

El gráfico anterior indica cómo varía el error relativo en función de la desviación de la aguja, y también manifiesta con claridad que el error aumenta rápidamente con las desviaciones pequeñas.

Como consecuencia, SIEMPRE QUE SEA POSIBLE DEBE EVITARSE HACER MEDICIONES EN EL PRIMER TRAMO DE LA ESCALA, para lo que basta con situar el polímetro en condiciones de mayor sensibilidad.

De acuerdo con los datos expuestos, si con el polímetro mencionado medimos una tensión de 50 V en la escala de 0-500 V el error relativo es de 30 %; si en cambio la medimos en la escala 0-100 V el error es de solamente el 6 %.

CONSIDERACIONES FINALES

De una forma muy restringida hemos expuesto aquí tres de los métodos que con mayor frecuencia se utilizan en la técnica de las mediciones eléctricas.

En las lecciones siguientes se expondrán muchos puntos, que aquí no hemos comentado, que de no tenerse en cuenta pueden alterar notablemente los resultados.

Queremos, sin embargo, antes de acabar, hacer referencia al menos al problema del consumo de los aparatos de indicación directa, que puede ser causa de errores mucho mayores que los que son propios del aparato, al modificar las condiciones en que trabajan los circuitos bajo medida.

Al utilizar un polímetro como voltímetro, no basta con saber que el aparato indica correctamente la tensión existente entre las puntas de prueba. Es preciso tener también la seguridad de que la tensión que se quiere medir no ha disminuido al conectar el voltímetro.

Pueden hacerse análogas consideraciones si el aparato se utiliza como amperímetro.

Puesto que en la lección 10 de esta obra se trató con detalle de estos puntos, no insistiremos aquí sobre ellos; pero recomendamos al lector que no los tenga bien presentes que relea con atención aquella parte del texto.

Otros puntos de interés son los siguientes:

Al disponerse a realizar una determinada medición debe elegirse ante todo el método que se piensa seguir, de acuerdo con los instrumentos y con el material de que se dispone y con el grado de precisión que se pretende lograr.

El método elegido debe ser lo más sencillo posible, compatible con las exigencias de la medición.

Es recomendable prescindir de métodos, instalaciones y aparatos con cuya precisión se pueda llegar a resultados más exactos de los que realmente requiere el problema que se ha planteado, pues ello lleva consigo mayor trabajo y reclamará más tiempo del necesario para efectuar la medición.

Antes de decidirse por un método determinado, el operador debe plantearse y desde luego contestar, las siguientes proposiciones:

¿No hay otro camino mejor para llegar al mismo resultado práctico?

¿Es este método el más adecuado y el de más fácil realización?

Es importante que el método y los instrumentos elegidos en última instancia se desarrollen y manipulen con inteligencia.

Ante todo, antes de realizar cualquier medición de cierta importancia debe hacerse un croquis o esquema de las conexiones que tienen que efectuarse, con lo cual se ahorra tiempo y quizás se evitará algún error que pudiera comprometer el buen funcionamiento de los instrumentos.

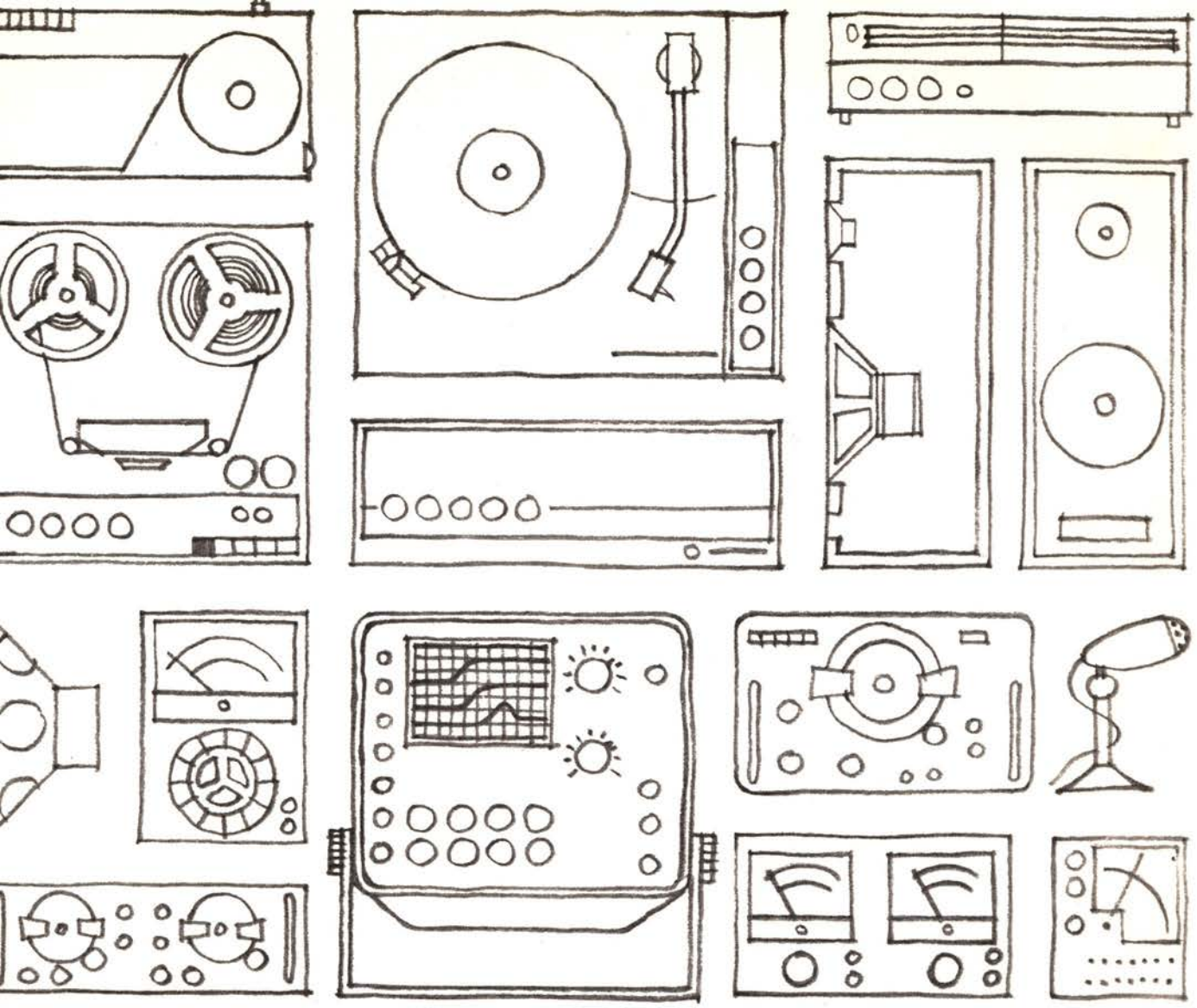
Antes de dar comienzo a las mediciones debe inspeccionarse los instrumentos y aparatos de medición para asegurarse de que están en buenas condiciones de funcionamiento.

No hay que decir que debe ajustarse la posición del cero mecánico de los instrumentos de aguja, comprobando además que no presentan ningún roce ni tienen desequilibrio alguno.

Una vez hechas todas las conexiones y antes de aplicar tensión al sistema, debe revisarse la instalación con el esquema a la vista.

La experiencia necesaria para la correcta manipulación de instrumentos y para la recopilación de datos sólo puede adquirirse a lo largo de una prolongada práctica, ciñéndose de una forma metódica a todas las reglas y normas que se dan en estas lecciones, y a través de un conocimiento íntimo del funcionamiento de los aparatos.

* * *



LECCION 51

Circuitos puente. El potenciómetro
Puente de Wheatstone - Puente de Sauty
Cajas de resistencias
Cajas de condensadores
Detectores de cero

instrumentos de medida

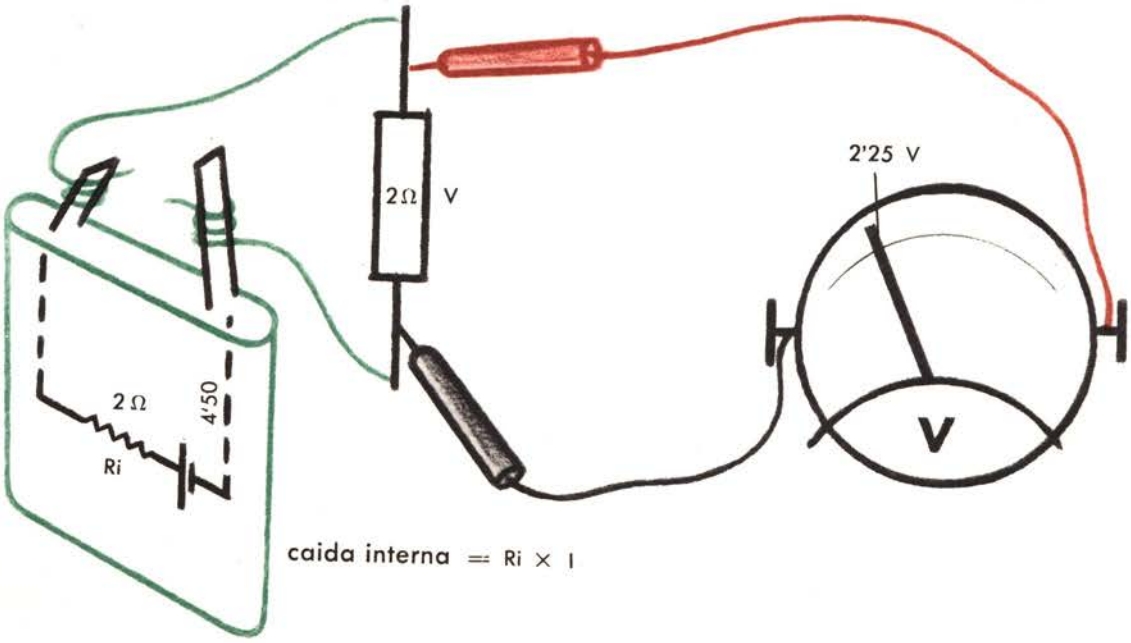
INTRODUCCION

Para llevar a cabo de modo correcto las mediciones eléctricas y electrónicas indispensables en el diseño, ajuste, reparación, etc., de cualquier aparato electrónico, se precisa el conocimiento previo del fundamento de los aparatos de que nos valemos para dichas mediciones. En las próximas lecciones estudiaremos de forma sistemática los aparatos y accesorios más útiles en un laboratorio de electrónica.

No hay que pensar que un laboratorio electrónico haya de ser por fuerza un recinto lujoso dotado de aire acondicionado y toda clase de comodidades; es posible instalar un pequeño laboratorio en un modesto rincón o buhardilla de cualquier casa sin que por ello tenga que disminuir la calidad de los trabajos que se realizan. Hay que tener en cuenta que no sólo en electrónica, sino en la mayoría de las actividades del hombre, la calidad del trabajo terminado depende mucho más de la habilidad de quien lo ejecute que de las herramientas de que se ha valido, aunque, naturalmente, éstas tengan su importancia.

INCONVENIENTES DE LAS MEDICIONES DIRECTAS

No vamos a entrar en detalles sobre el funcionamiento del polímetro universal o téster, puesto que de él se trató ya en las lecciones 10 y siguientes; sólo vamos a destacar ahora los inconvenientes que se presentan cuando se trata de llevar a cabo algunas mediciones con cierta precisión.



Para mayor claridad vamos a exponer algunos ejemplos.

Empezaremos por recordar al estudiante la diferencia que existe entre la tensión y la fuerza electromotriz.

Como sabemos, todo generador de corriente continua posee cierta resistencia interna, que en muchas ocasiones no hemos tenido en cuenta por ser en las dínamos, pilas, acumuladores, etc., de un valor muy bajo que hemos considerado igual a cero. Ahora bien, cuando se trata de medir la tensión continua entre dos puntos de un circuito electrónico podemos suponer que los dos puntos se comportan como los dos bornes de un generador de corriente continua, pero cuya resistencia interideal, sin resistencia interna, y en serie con ella una resistencia. Si conectamos como carga de na es, en ocasiones, sumamente elevada, y que por tanto no podemos despreciar.

Una pila medio agotada tiene una resistencia interna o resistencia serie bastante elevada y se comporta como si en su interior hubiese una pila ideal, sin resistencia interna, y en serie con ella una resistencia. Si conectamos como carga de la pila una resistencia R, circula corriente por el circuito y en los extremos de R y de r aparecen sendas diferencias de potencial V_R y V_r, proporcionales a los valores de esas resistencias, tales que

$$E = V_R + V_r.$$

Así, pues, la tensión que indicaría un voltímetro conectado entre los bornes de la resistencia R, que son también lo de la pila, depende de R y es tanto más pequeña cuanto menor sea esa resistencia.

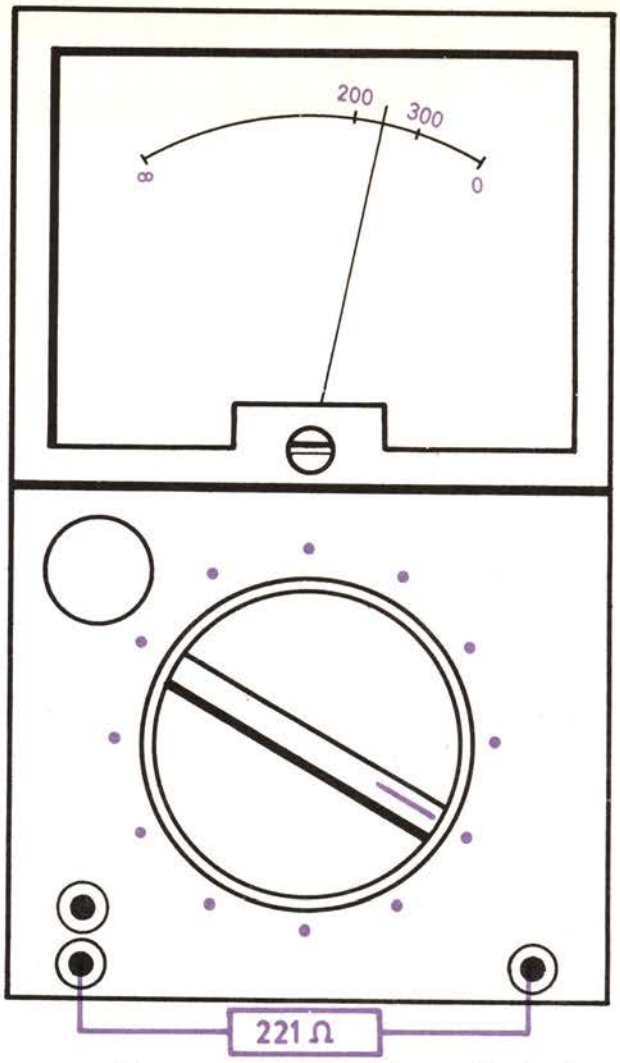
Si conectamos un voltímetro a los extremos de R, la tensión que mide —es decir, V_r— no es la f.e.m. (E) de la pila, sino

$$E - V_r$$

Cabe pensar que si eliminamos R del circuito la intensidad será nula y por tanto $V_r = 0$, con lo que la tensión medida por el voltímetro sería igual a E.

En realidad hay que tener en cuenta que el téster ya tiene de por sí cierta resistencia interna, y que por tanto no es posible efectuar la medición sin que circule corriente. Sólo en el caso de que esa resistencia interna sea mucho mayor que la del generador, el valor indicado por el voltímetro será lo bastante próximo al valor de E como para que podamos admitir que coinciden. Tenga bien presente, sin embargo, que no siempre se da esa circunstancia favorable en las medidas sobre circuitos electrónicos.

Tendremos, pues, que acostumbrarnos a pensar



que un voltímetro no es un voltímetro ideal, sino que es un dispositivo por el que circula corriente, y por lo tanto equivale a una resistencia.

Por otra parte, es inevitable que circule corriente por el instrumento, ya que es esta corriente la que desvía la aguja.

Con todo esto, hemos visto que si queremos medir la fuerza electromotriz de una pila es preciso que por ella no pase corriente. Más adelante veremos cómo puede realizarse esta medición.

Veamos otro caso en que no es conveniente una medida por un método directo. Supongamos que se trata de medir una resistencia de 221 ohmios. Si para ello utilizamos un téster, la aguja indicará un valor intermedio entre 200 y 300; y aun en el mejor de los polímetros, no apreciaremos más que un valor intermedio entre 220 y 225 ohmios. Ello se debe a que todas las escalas de resistencia de los tésters van desde cero hasta infinito, puesto que con las puntas de prueba en contacto la aguja va a un extremo del cuadrante, y con las puntas separadas va al extremo opuesto.

Al cambiar de escala de resistencias lo único que se hace es variar la distribución de las marcaciones; pero en todos los casos la gama de resistencias a medir es infinita, y por tanto la precisión es baja.

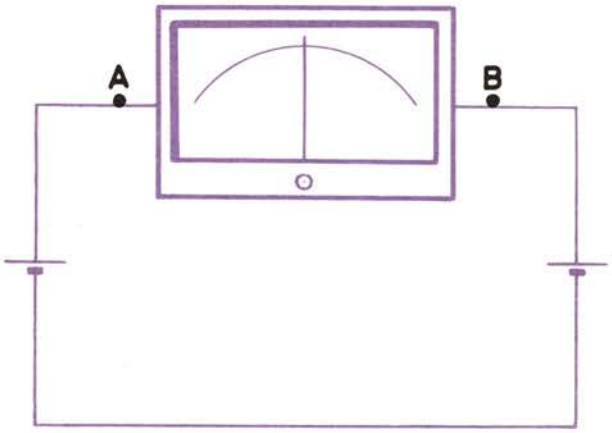
Hemos visto dos inconvenientes que se han presentado al efectuar mediciones directas. Podríamos seguir enumerando ejemplos de problemas de este tipo, pero el lector interesado en estas cuestiones ya se habrá hecho cargo de que a la hora de hacer mediciones sobre circuitos electrónicos no basta un polímetro, por completo que sea; unas veces porque la magnitud a medir requiere instrumentos de otro tipo y otras por que la precisión obtenida con él es insuficiente.

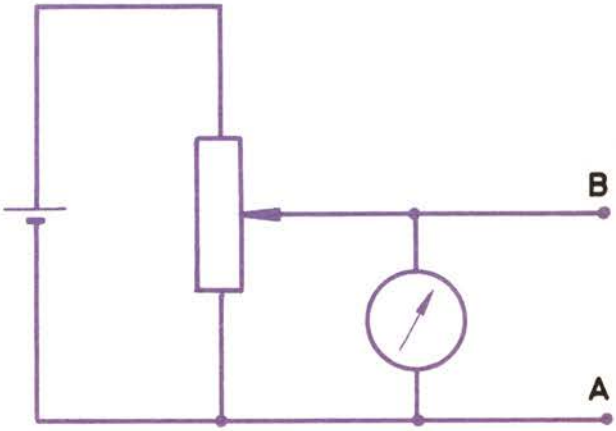
POTENCIOMETRO

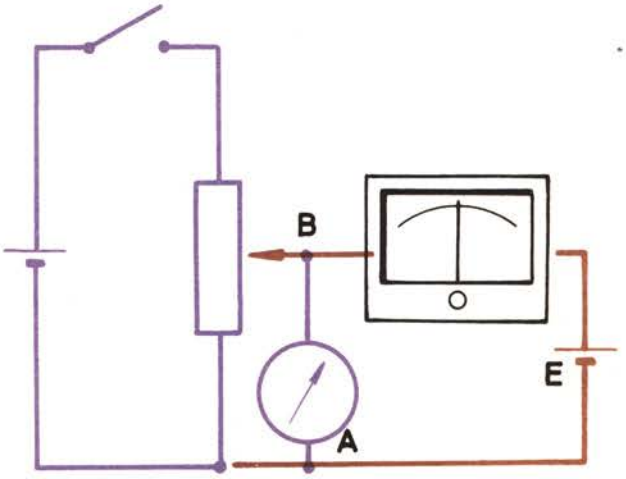
El potenciómetro es un aparato gracias al cual se puede medir sin consumo de corriente, basándose en el método de oposición que ahora explicaremos, el valor de una tensión continua.

Supongamos que siguiendo las consideraciones anteriores pretendemos medir la f.e.m. (E) de una pila y que disponemos para ello de otra pila de f.e.m. conocida E_o y de un galvanómetro de cero central.

Disponemos esos tres elementos tal como indica la figura adjunta. Puesto que las dos pilas están en oposición, la f.e.m. total del circuito será igual a la diferencia $E - E_o$.







Observando el galvanómetro cabe esta alternativa:

1. *El galvanómetro no indica paso de corriente.*

Ello significa que las dos pilas tienen igual f.e.m.; es decir $E = E_o$. Por tanto hemos conseguido nuestro proposito, medir el valor de E, *sin que la pila haya suministrado corriente.*

2. *El galvanómetro indica paso de corriente.*

Ello quiere decir que las dos f.e.m. *son diferentes.* De esta experiencia sólo podemos deducir, observando el sentido de la desviación de la aguja, si E es mayor o menor que E_o.

Es evidente que de no perfeccionar este dispositivo es muy poco probable que pudiéramos efectuar una medida, pues muy poco probable es también que coincida el valor de la f.e.m. que hemos de medir con el de la pila patrón.

Esa dificultad se obvia si disponemos de una tensión variable a voluntad cuyo valor sea conocido en todo momento.

La forma práctica de conseguir esa tensión variable es conectar un potenciómetro a los extremos de una batería. La tensión variable se obtiene entre el cursor y uno de los extremos del potenciómetro; su valor puede medirse mediante un voltímetro constantemente conectado entre esos puntos.

La forma de proceder a la medición se indica en la figura inmediata. Se ajusta el potenciómetro hasta que el galvanómetro indique cero. En esa circunstancia la f.e.m. de la pila es igual a la diferencia de potencial entre A y B; diferencia de potencial que queda indicada directamente por el voltímetro.

Téngase bien presente que el voltímetro mide la f.e.m. de la pila de una forma indirecta; y que si bien a su través circula cierta intensidad, no es suministrada por la pila, sino por la batería conectada al potenciómetro.

Cuando además del requisito de poder efectuar la medición sin absorción de corriente se requiere mayor precisión de la que se logra con la lectura del voltímetro asociado al montaje anterior, se utiliza una variante perfeccionada del método. En el gráfico se expone la idea del principio de esa variante.

El potenciómetro está constituido por un hilo recto de un metro de longitud y de apreciable resistividad. El cursor está formado por una cuchilla que se desliza haciendo contacto con él.

Una regla graduada en milímetros adosada al hilo indica la longitud de éste comprendida entre el cursor y el punto A.

Los potenciómetros así constituidos reciben, por razones obvias, el nombre de potenciómetros de hilo.

Por medio de un conmutador puede ponerse el cursor en contacto, a través del galvanómetro de cero, con una pila patrón de f.e.m. conocida, o bien con la pila cuya f.e.m. se quiere medir.

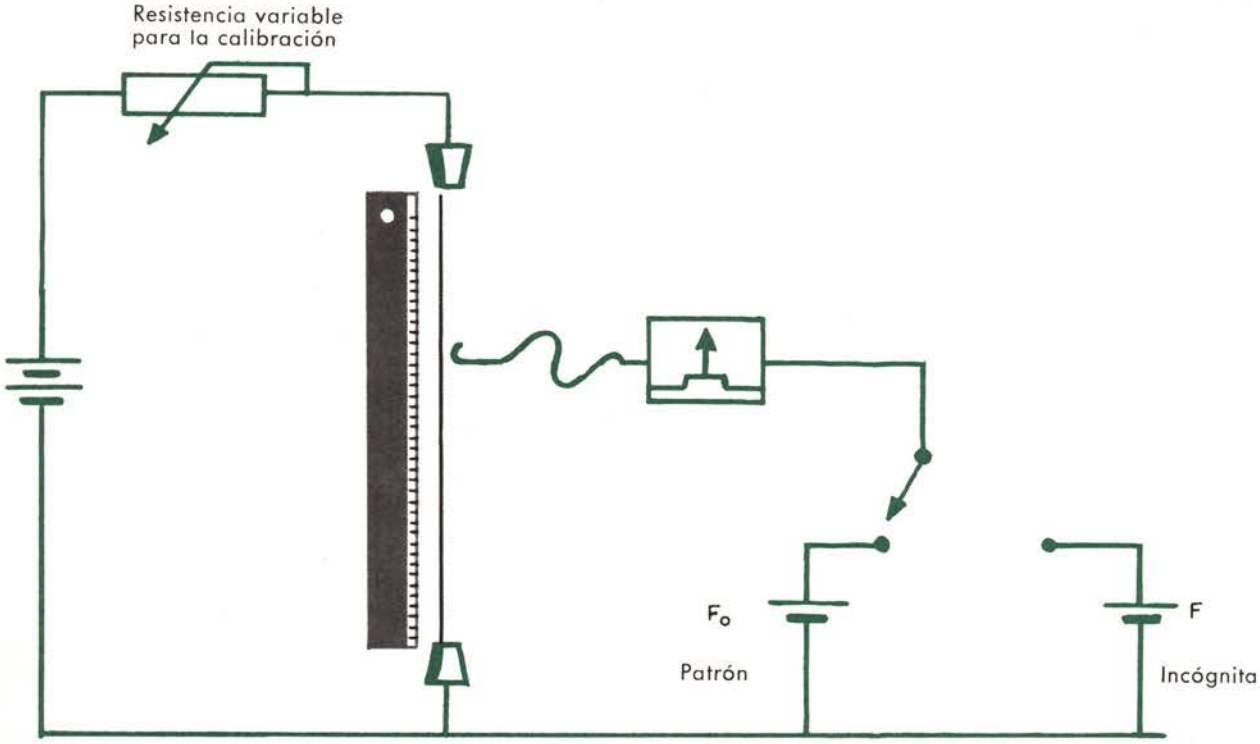
El proceso de medición con este dispositivo consta de dos fases:

a) Calibración en tensiones del potenciómetro.

b) Medición de la f.e.m. desconocida.

Para calibrar en tensiones el potenciómetro se sitúa el cursor frente a una división de la regla que coincida numéricamente con la f.e.m. de la pila patrón.

Es decir: si la pila patrón tiene, por ejemplo, una f.e.m. de 1'25 V se sitúa el cursor en la división 125 mm de la regla.



A continuación se conecta, mediante la llave, el cursor a la pila patrón y con la resistencia variable y se ajusta la intensidad hasta que el galvanómetro marque cero.

Con esto se sabe no sólo que en la división 125 mm la tensión es igual a la de la pila patrón —es decir 1'25 V—, sino que en otro punto cualquiera (en la división 233 mm, por ejemplo) la tensión es la que numéricamente indica la regla (2'33 V en el ejemplo indicado).

Ello es evidente, puesto que sabemos que la tensión entre el cursor y el punto A es proporcional a la resistencia del hilo comprendido entre ellos, así como que esa resistencia es proporcional a la longitud, siempre y cuando la sección pueda suponerse constante.

El potenciómetro ha quedado, pues, calibrado en tensiones.

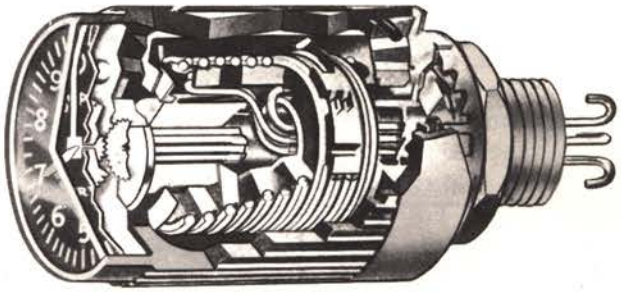
Para medir la f.e.m. de la pila desconocida basta con conectarla al cursor y desplazarlo a lo largo del hilo hasta conseguir la indicación de cero en el galvanómetro. La posición del cursor, leída en la regla, indica directamente la f.e.m. de esa pila incognita.

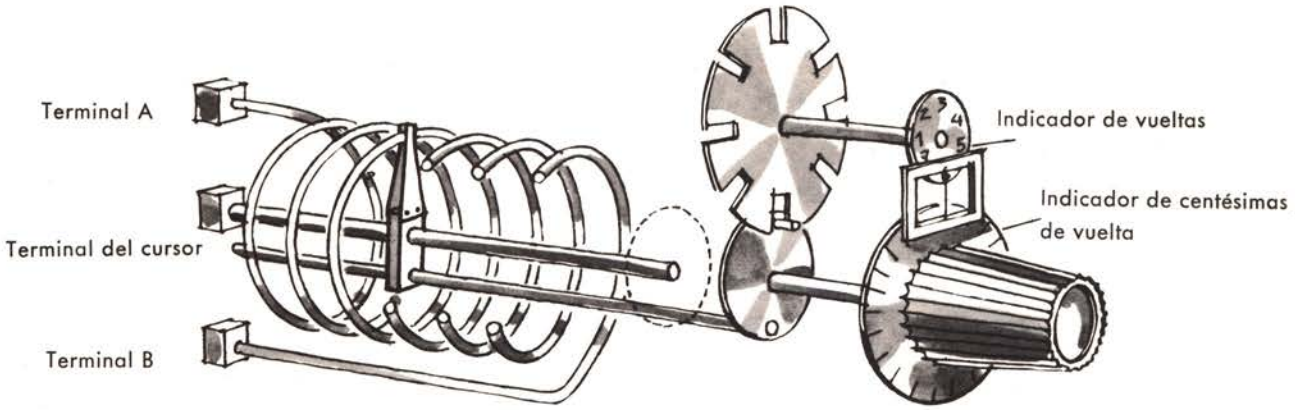
¿Por qué ofrece mayor precisión este método que el indicado anteriormente? Pues por la razón de que ahora se efectúa la lectura sobre una regla cuya escala está dividida en mil partes (mil milímetros), mientras que en el caso anterior la lectura se hacía sobre la escala de un voltímetro, las cuales por imperativos de construcción no suelen tener más de cien divisiones.

Las lecturas en la regla pueden efectuarse con una precisión máxima de uno por mil; en el voltímetro, en cambio, sólo con uno por ciento.

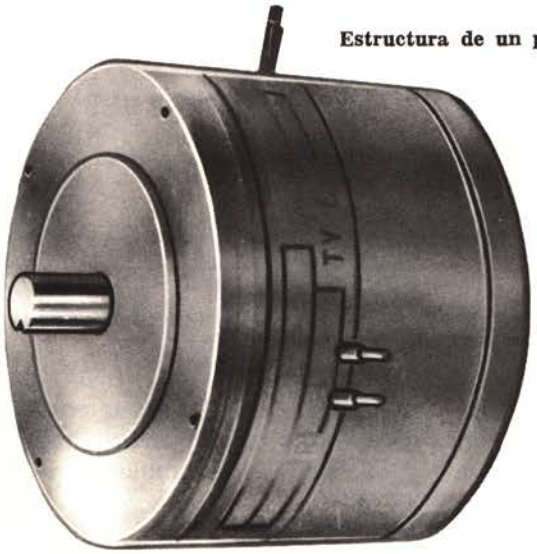
En la práctica el potenciómetro no suele estar constituido por un hilo rectilíneo sino que está arrollado en hélice y el cursor se desplaza sobre él accionado por un eje, lo mismo que en los potenciómetros usuales en radio.

La construcción mecánica de estos potenciómetros es muy esmerada. A diferencia de los que se emplean en radio, el eje que arrastra el cursor debe dar varias vueltas para barrer toda la pista.

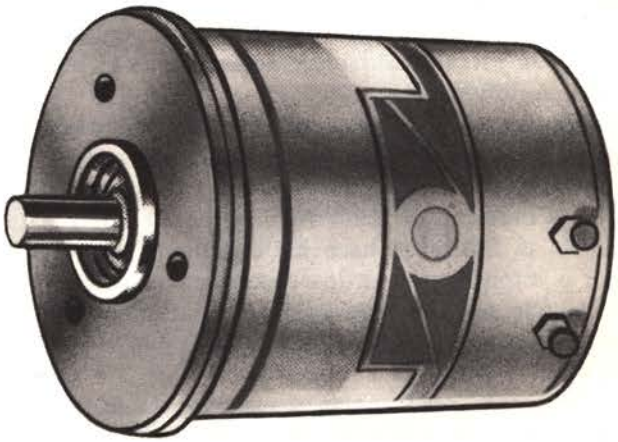




Estructura de un potenciómetro de precisión de varias vueltas con mecanismo indicador.



Potenciómetros de precisión desprovistos del mecanismo indicador que aparece al lado.



La fotografía muestra la estructura de un potenciómetro de precisión.

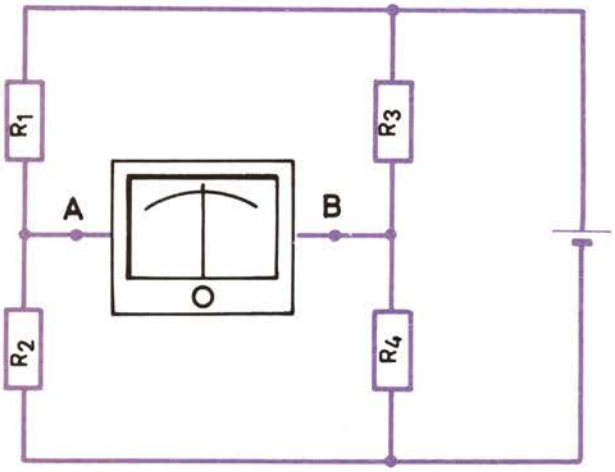
En los aparatos de gran precisión suele usarse una pila Weston por la gran estabilidad de su fuerza electromotriz. A la temperatura de 20 °C ésta es de 1'0183 voltios.

A TODO EL APARATO CONSTITUIDO POR EL POTENCIÓMETRO CALIBRADO, LA PILA PATRÓN Y EL GALVANÓMETRO SE LLAMA POTENCIÓMETRO. HAY, PUES, QUE PROCURAR NO CONFUNDIR ESTE APARATO CON LOS COMPONENTES, LLAMADOS TAMBIÉN POTENCIÓMETROS, DE USO TAN FRECUENTE EN RADIO.

MEDICION DE RESISTENCIAS - PUENTE DE WHEATSTONE

Hemos visto los inconvenientes de la medición de resistencias por métodos directos. Para evitarlos, Wheatstone ideó su famoso puente.

El circuito básico de este aparato se muestra en la figura. Observemos que R_1—R_2 y R_3—R_4 forman sendos divisores de tensión conectados en paralelo entre sí, y entre cuyos extremos se aplica la diferencia de potencial de una pila.



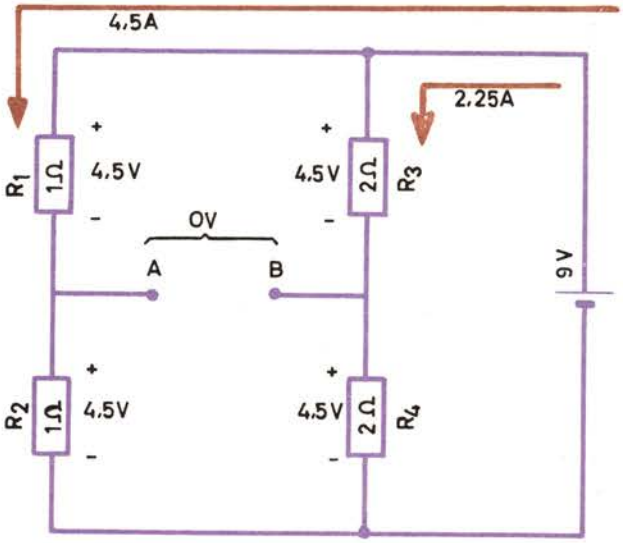
Puente de Wheatstone.

Es fácil ver que escogiendo adecuadamente los valores de las cuatro resistencias puede lograrse que la tensión en A sea igual a la tensión en B ($V_A = V_B$); si entre estos dos puntos se intercala un galvanómetro, es evidente que no circulará corriente por él y la desviación de la aguja será cero; en estas condiciones decimos que el puente está equilibrado.

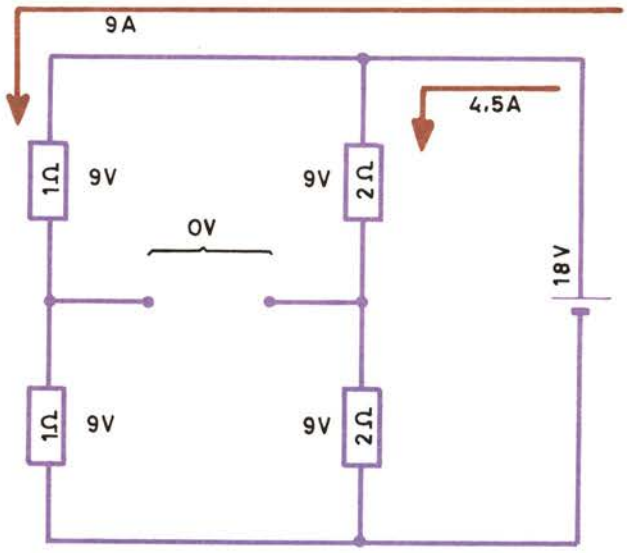
Supongamos, para concretar con un ejemplo numérico, que R_1 y R_2 son iguales y de valor 1 Ω; que R_3 y R_4 son también iguales y de valor 2 Ω y que la batería que alimenta al puente es de 9 V.

En la figura se hace indicación de las tensiones e intensidades en los diversos puntos del circuito. Se aprecia que la d.d.p. entre los puntos A y B es nula, puesto que $V_A - V_B = 4'5 - 4'5 = 0$ V.

Con esas resistencias y esa batería el puente está, pues, en equilibrio. Pero hay más: con esas resistencias y CON CUALQUIER BATERÍA el puente estaría también en equilibrio. Si se emplea, por



Puente de Wheatstone en equilibrio.



Las variaciones de la tensión de alimentación no afectan al equilibrio del puente.

ejemplo, una batería de 18 V, todas las intensidades y tensiones del circuito quedan multiplicadas por 2; pero la d.d.p. sigue siendo nula entre el punto A y el punto B.

El equilibrio del puente no depende, pues, de las variaciones de la tensión de alimentación.

Esta es una cualidad importantísima del puen-

te de la que se beneficia la exactitud de las medidas que con él hemos de efectuar.

En el ejemplo concreto que comentamos la rama de la izquierda está constituida por dos resistencias iguales ($R_1 = R_2 = 1\ \Omega$); y también la rama de la derecha ($R_3 = R_4 = 2\ \Omega$).

Pues bien, es fácil comprender que el puente estará en equilibrio siempre que en la rama derecha las resistencias sean iguales, aunque su valor no sea precisamente de 2 Ω.

Ello nos sugiere la forma de efectuar con ese montaje la medición de una resistencia desconocida.

Empecemos por sustituir la resistencia fija R_4 por una resistencia variable calibrada y pongamos la resistencia incógnita R_x en lugar de R_3.

Mientras la resistencia incógnita y la resistencia variable son diferentes, el puente está desequilibrado y el galvanómetro indica paso de corriente. Ajustando la resistencia variable se consigue el cero en el galvanómetro; entonces el valor de la resistencia variable es igual a R_x. Puesto que la primera está calibrada, conocemos en todo momento su valor; basta, por tanto, con leer el que corresponde a la posición de equilibrio para conocer el de R_x.

Bien: ¿qué ventajas tiene este método de medición con respecto al del óhmetro de lectura directa?

En primer lugar ya hemos mencionado el hecho de que la precisión del óhmetro es pequeña debido a que en cualquier escala el margen de medición se extiende de cero a infinito.

El puente no presenta este inconveniente. Si en el ejemplo anterior la resistencia calibrada puede variarse entre 0 y 5 Ω, pongamos por caso, el margen de medida sólo se extiende entre esos valores. Como, por otra parte, la precisión con que se lee el valor de la resistencia variable calibrada es mucho mayor que la que se aprecia de la lectura del desplazamiento de la aguja del óhmetro, no cabe duda que la precisión del puente es mucho mayor.

En segundo lugar, la calibración del óhmetro sólo es exacta para una tensión determinada de la pila de alimentación. A medida que la pila se gasta puede ajustarse el cero de la escala mediante el correspondiente control de ajuste; pero las restantes divisiones quedan afectadas por un cierto margen de error. En el puente, en cambio, el estado de la pila de alimentación no afecta en nada al equilibrio, ni por tanto a la exactitud de la medición.

La precisión y exactitud del puente únicamente están determinadas por la exactitud de las resistencias R_1 y R_2 y por la precisión con que se pueda leer el valor de la resistencia variable, suponiendo, claro, que la sensibilidad del indicador de cero sea suficiente.

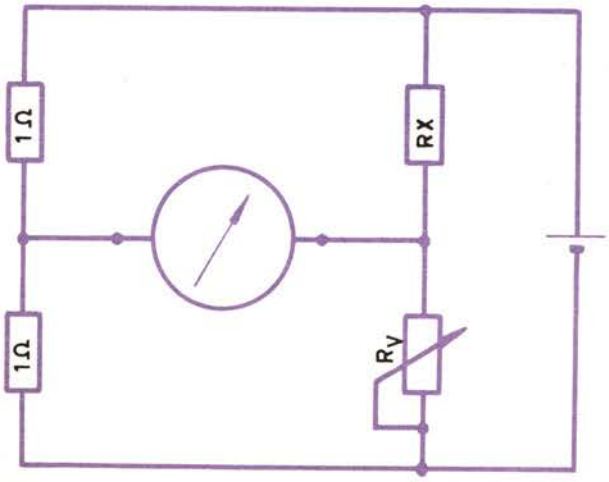
Condición general de equilibrio

En el ejemplo numérico comentado hemos visto cómo un puente está en equilibrio siempre que las dos resistencias de cada rama sean iguales entre sí; ahora bien, ésa no es la condición más general de equilibrio.

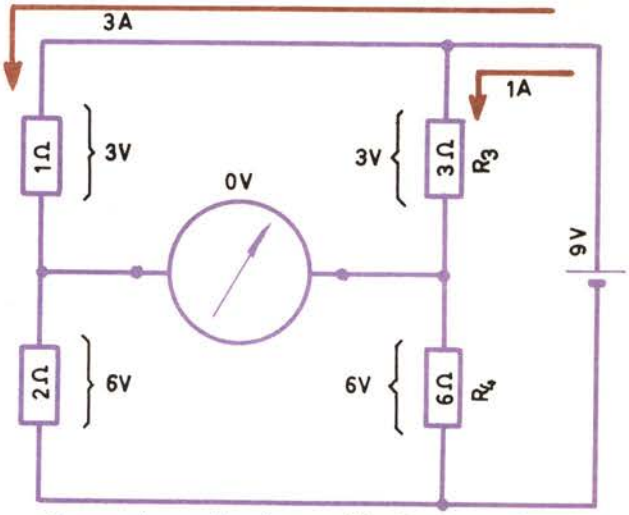
La figura muestra el caso de un puente cuyas cuatro resistencias son distintas, y sin embargo, también está equilibrado.

Algo hay en común, sin embargo, entre este caso y el anterior.

En efecto, en el primer caso el cociente entre los valores de las resistencias de la rama izquier-



Disposición del puente de Wheatstone para medir resistencias.



Un puente puede estar equilibrado sin que las dos resistencias que constituyen cada rama sean iguales.

da vale 1 y el cociente entre las resistencias de la rama derecha vale también 1:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{1} = 1 \qquad \frac{R_3}{R_4} = \frac{2}{2} = 1$$

En el segundo caso tenemos, para la rama de la izquierda:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{1}{2} = 0'5$$

y para la rama de la derecha:

$$\frac{R_3}{R_4} = \frac{3}{6} = 0'5$$

Es decir, en *los dos casos* se cumple que:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_3}{R_4}$$

Esta es la condición general de equilibrio de un puente y puede enunciarse de esta forma:

Para que un puente esté en equilibrio, el cociente entre las resistencias de una rama debe ser igual al cociente entre las resistencias de la otra.

Para medir el valor de una resistencia cuyas resistencias de la rama conocida sean desiguales, tendremos en cuenta que en el equilibrio se cumplirá:

$$\frac{R_1}{R_2} = \frac{R_x}{R_v}$$

De donde resulta:

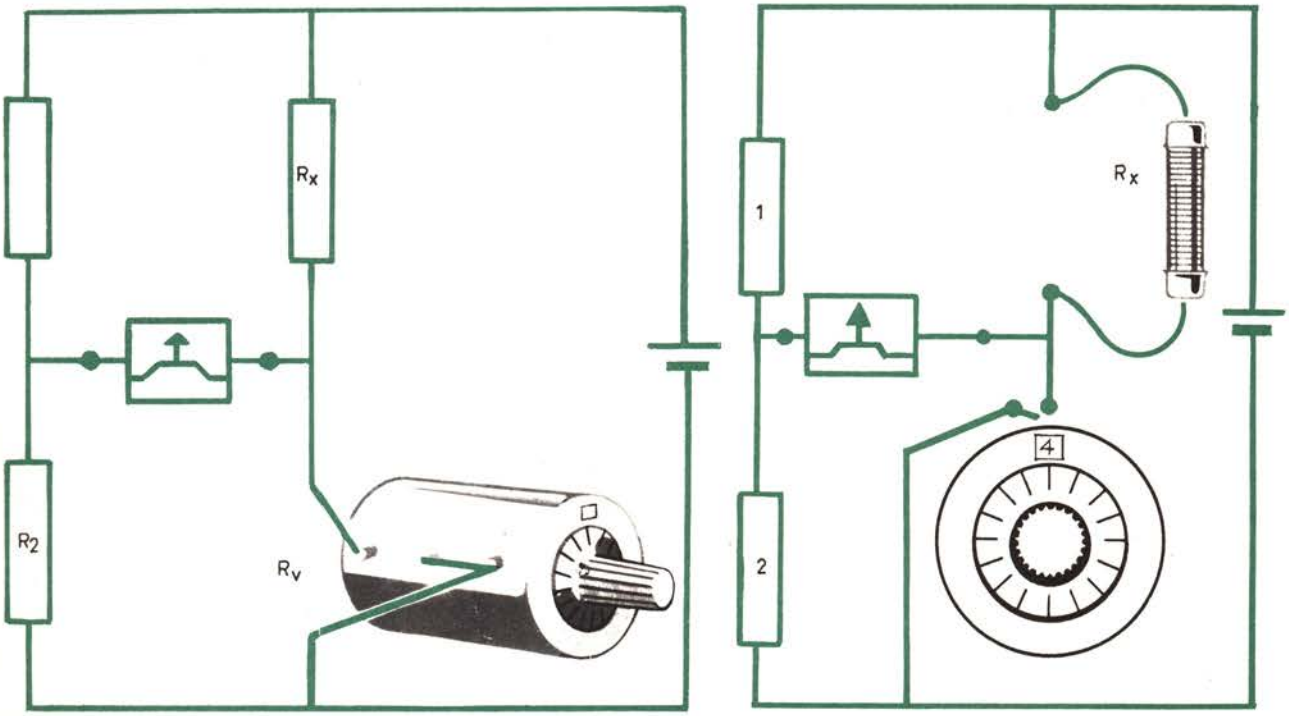
$$R_x = R_v \frac{R_1}{R_2}$$

Es decir, el valor indicado por la resistencia variable no es ahora igual al de la resistencia incógnita, sino que debe multiplicarse por el cociente de las resistencias de la otra rama.

Concretemos con otro ejemplo numérico.

El equilibrio del puente de la otra figura se ha conseguido cuando la resistencia variable indica 4 Ω; es decir con $R_v = 4\ \Omega$. ¿Cuál es el valor de R_x?

$$R_x = R_v \frac{R_1}{R_2} = 4 \frac{1}{2} = 4 \times 0'5 = 2\,\Omega$$



Si R_1 y R_2 no son iguales, el valor de R_x se obtiene multiplicando el valor de R_v correspondiente al equilibrio por el cociente $\frac{R_1}{R_2}$, es decir: $R_x = R_v \frac{R_1}{R_2}$.

PUENTE DE HILO

El puente de hilo no es más que una variante del puente de Wheatstone, ya que en definitiva se basa en el mismo circuito y obedece a las mismas leyes.

La variante consiste en sustituir las resistencias R_1 y R_2 por las dos ramas de un potenciómetro de hilo. Es evidente que, variando la posición del cursor, será siempre posible llegar a una situación de equilibrio en que no circule corriente por el galvanómetro, con lo que se cumple que:

$$\frac{R_a}{R_b} = \frac{R_x}{R}$$

Ahora bien, dado que la resistencia de cada rama del potenciómetro es proporcional a su longitud, también podemos escribir:

$$\frac{a}{b} = \frac{R_x}{R}$$

y por tanto:

$$R_x = R\frac{a}{b}$$

Es decir, en el potenciómetro de hilo el valor de la resistencia incógnita se obtiene multiplicando el valor de la resistencia patrón (R) por el cociente entre las longitudes de las ramas del potenciómetro.

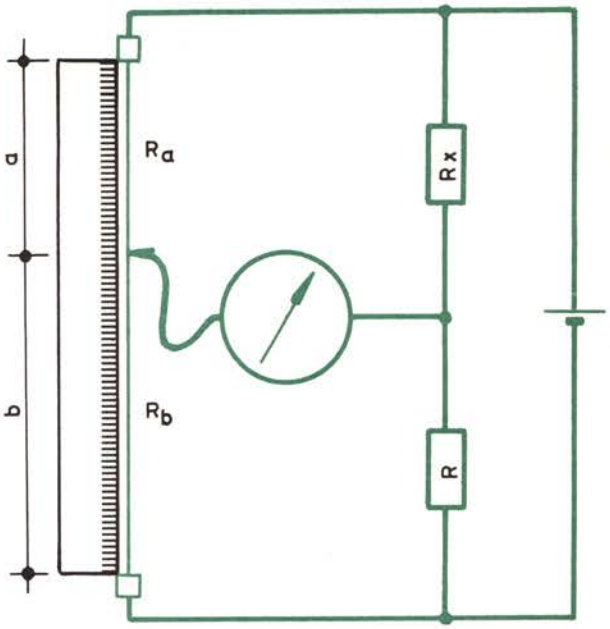
Para obtener la máxima sensibilidad en un puente interesa que se equilibre en un punto próximo al centro de la regla graduada, para lograr lo cual R debe ser lo más aproximadamente posible igual a X. Para evitar la molestia de sustituir repetidas veces la resistencia patrón hasta lograr el valor deseado, en los circuitos prácticos se dispone de un conmutador con varios patrones conectados, como se muestra en la figura; o bien se hace uso de patrones exteriores: las llamadas cajas de resistencias y décadas de resistencias, cuyos valores pueden variarse con facilidad, que describimos en el apartado siguiente.

Hemos visto las evidentes ventajas de los puentes para medir resistencias; pero no carecen de inconvenientes. En primer lugar, un puente es siempre un aparato caro y voluminoso, inconveniente este último que ha sido reducido en los modernos puentes universales. Por otra parte, existe el inconveniente siempre engorroso de tener que efectuar la medición de una forma indirecta, lo cual representa invertir un tiempo mucho mayor que si se efectúa con un polímetro o cualquier otro aparato de lectura directa.

El empleo de uno u otro método de medición está condicionado por la calidad del trabajo que haya de efectuarse.

Si se está proyectando un circuito muy crítico, cuyas resistencias hayan de tener una tolerancia de 1 % o inferior, es lógico que su valor habrá de ser comprobado con el puente.

En cambio, si se proyecta un receptor comercial de radiodifusión, un buen polímetro da suficiente precisión: emplear el puente sería una pérdida inútil de tiempo.



Puente de hilo.

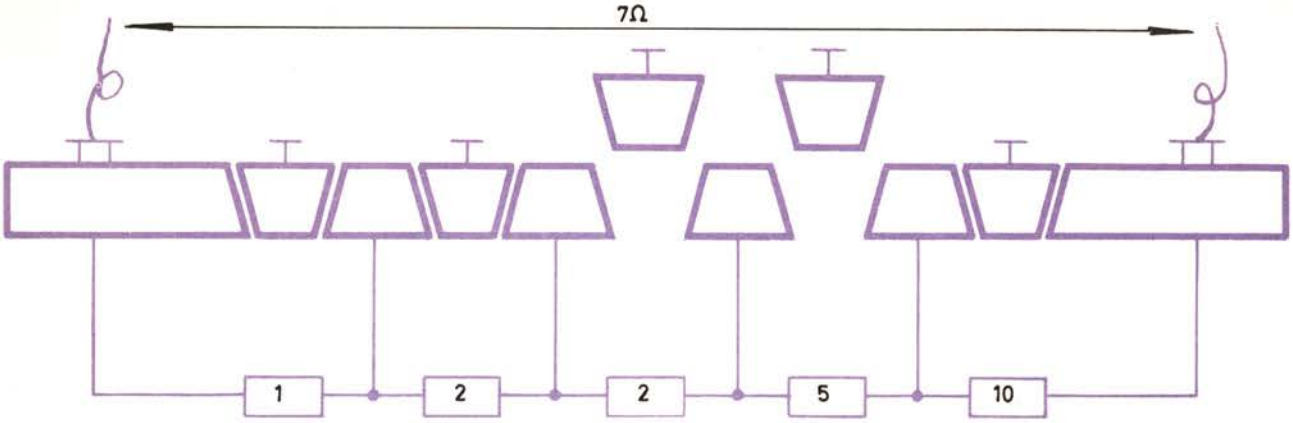
CAJAS DE RESISTENCIAS

Hemos indicado en el estudio que antecede que para conseguir la máxima precisión es necesario que el equilibrio del puente se logre en la parte central del recorrido del potenciómetro.

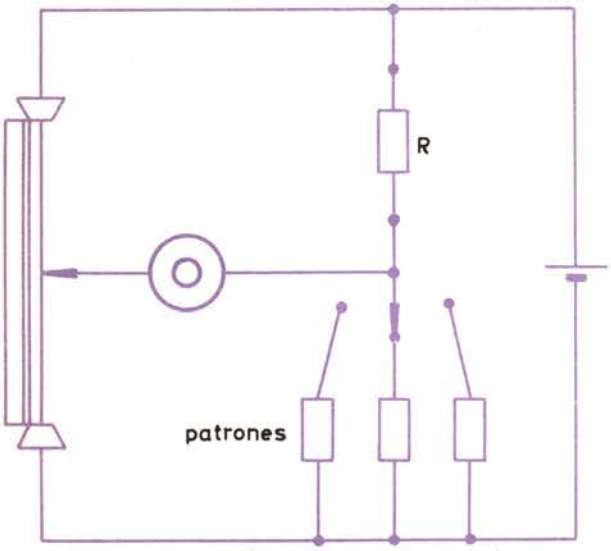
Para ello es preciso que la resistencia R tenga un valor próximo al de la resistencia R_x. Por ello, en la práctica la resistencia R no es una resistencia de un valor fijo, sino variable; por otra parte, debe ser una resistencia de precisión para que las lecturas sean correctas. Una disposición frecuente es la caja de resistencias.

Consiste en una placa de material aislante en la que están empotradas unas piezas metálicas gruesas de resistencia despreciable; estas placas

pueden hacer contacto entre sí por medio de unas clavijas que se intercalan y extraen con facilidad. Por otra parte, las placas llevan soldadas en la cara opuesta unas resistencias de precisión, las cuales quedan cortocircuitadas al introducir la clavija correspondiente.



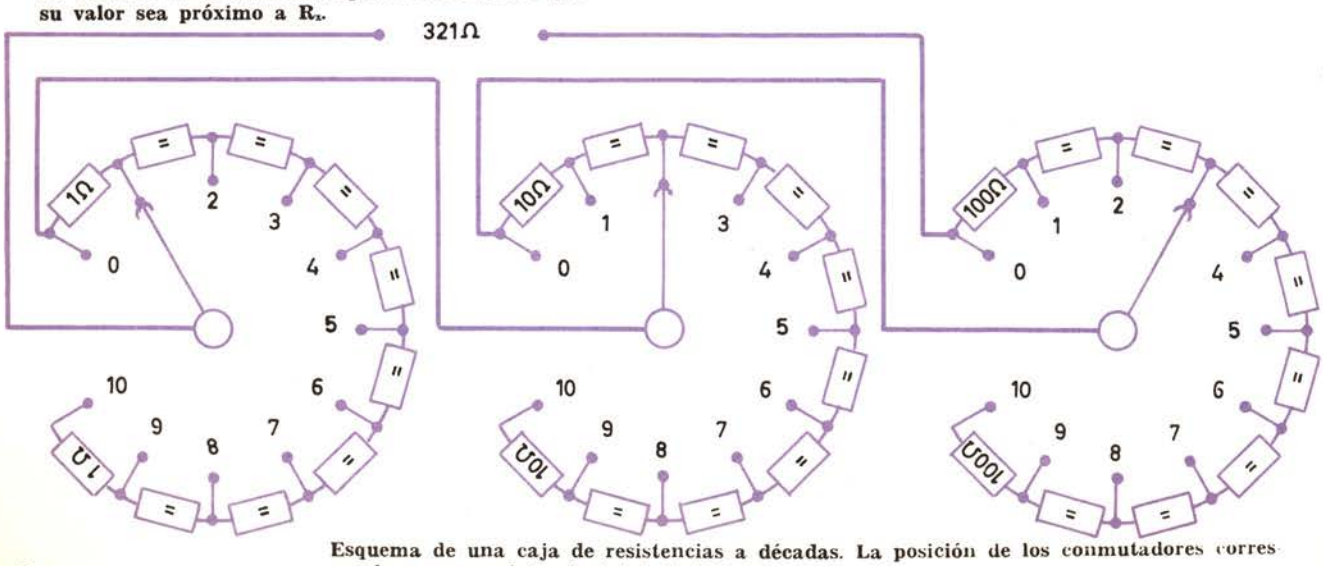
La resistencia total entre los bornes de una caja de resistencias es la suma de los valores correspondientes a las clavijas extraídas.



La mayor precisión en la medida se obtiene procurando que el equilibrio se alcance con el cursor hacia la parte central del hilo. Para ello se selecciona el valor de la resistencia patrón de manera que su valor sea próximo a R_x.

El valor de las resistencias suele ser el mismo que el de los pesos de una caja de pesas, a saber: 1, 2, 2, 5, 10, 20, 20, 50, 100, 200, 200, 500, 1000. A medida que se quitan clavijas se introducen resistencias en serie, con lo que se puede obtener valores que varían de unidad en unidad. Así, para obtener una resistencia de 543 ohmios basta con retirar las clavijas siguientes:

1 de 500 ohmios	... ...	500 ohmios
2 de 20 ohmios	... ...	40 ohmios
1 de 2 ohmios	... ...	2 ohmios
1 de 1 ohmio	... ...	1 ohmio
	TOTAL ...	543 ohmios



Esquema de una caja de resistencias a décadas. La posición de los conmutadores corresponde a una resistencia total de 321 Ω.

Las cajas de resistencias suelen tener una precisión muy elevada. Las resistencias son no inductivas y de muy baja tolerancia, pero su manejo no es muy práctico.

Por esta razón frecuentemente se utilizan en los laboratorios las décadas de resistencias.

Una caja de resistencias de décadas está constituida por una serie de conmutadores rotativos y un conjunto de resistencias asociadas a ellos, tal como indica el esquema.

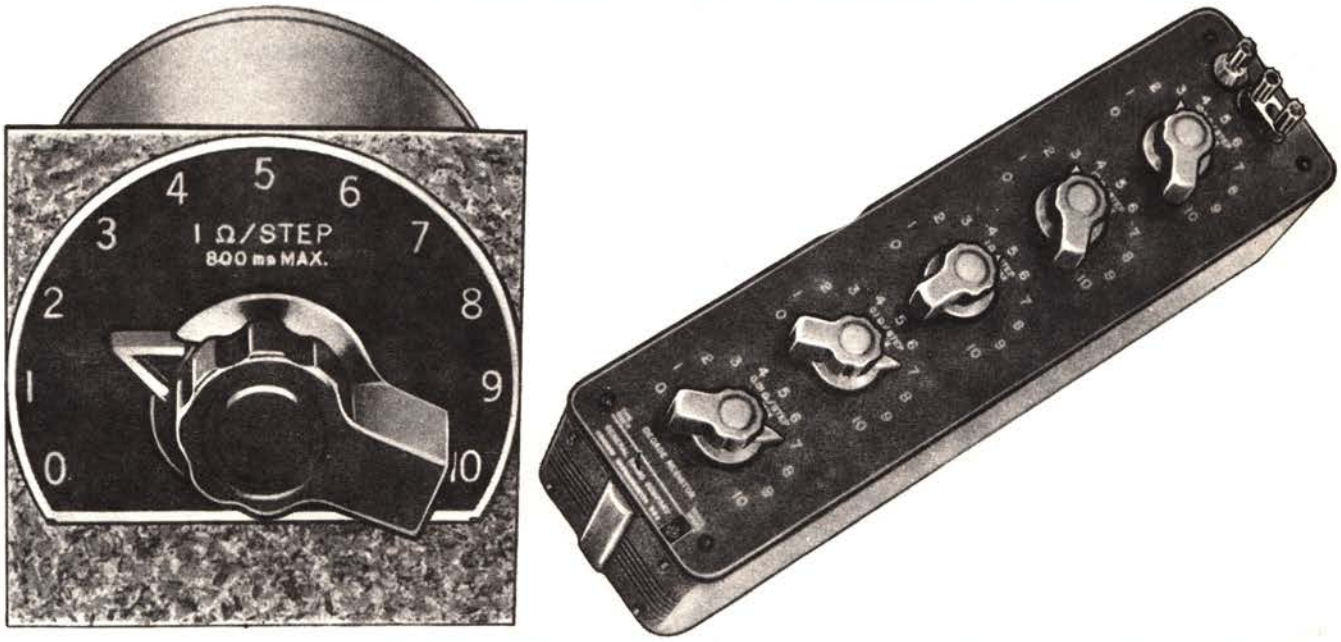
Mediante el conmutador de las unidades, la resistencia entre los terminales de salida puede variarse de unidad en unidad entre el 0 y el 10.

Mediante el conmutador de las decenas, la resistencia puede variarse de diez en diez entre 0 y 100.

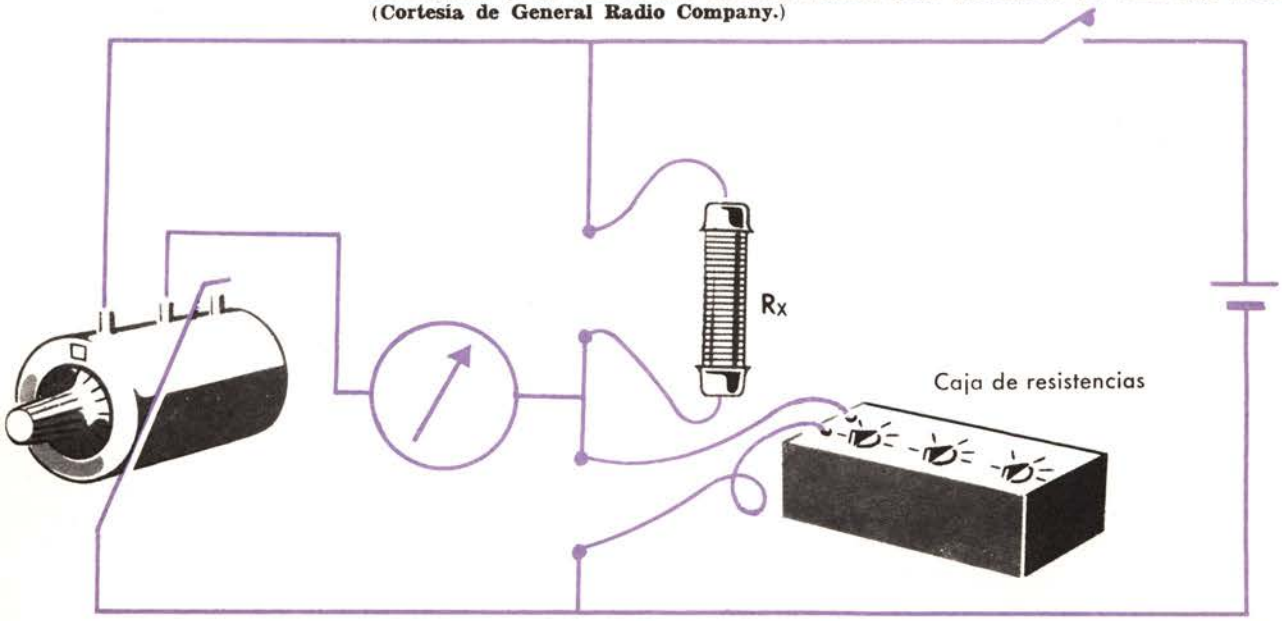
El conmutador de las centenas sirve para variar la resistencia de cien en cien unidades, etc., etcétera.

Como se ve, también con esta disposición se puede obtener cualquier valor, precisando hasta las unidades.

Por ejemplo para obtener 543 ohmios se sitúan los conmutadores en estas posiciones:



La fotografía ilustra, a la izquierda, el aspecto de una caja de resistencias de cinco décadas, y a la derecha la constitución de una de las décadas. Puede observarse cómo el conmutador y las resistencias de cada década están protegidas por una caja metálica (Cortesía de General Radio Company.)



Puente de potenciómetro con caja de resistencias como patrón.

El de las centenas en ...	500 ohmios
El de las decenas en	40 ohmios
El de las unidades en ...	3 ohmios
TOTAL ...	543 ohmios

Las cajas de décadas son de manejo más rápido que las de clavijas; pero debido a que emplean mayor número de resistencias y elementos caros, como son los conmutadores, su precio suele ser bastante más elevado.

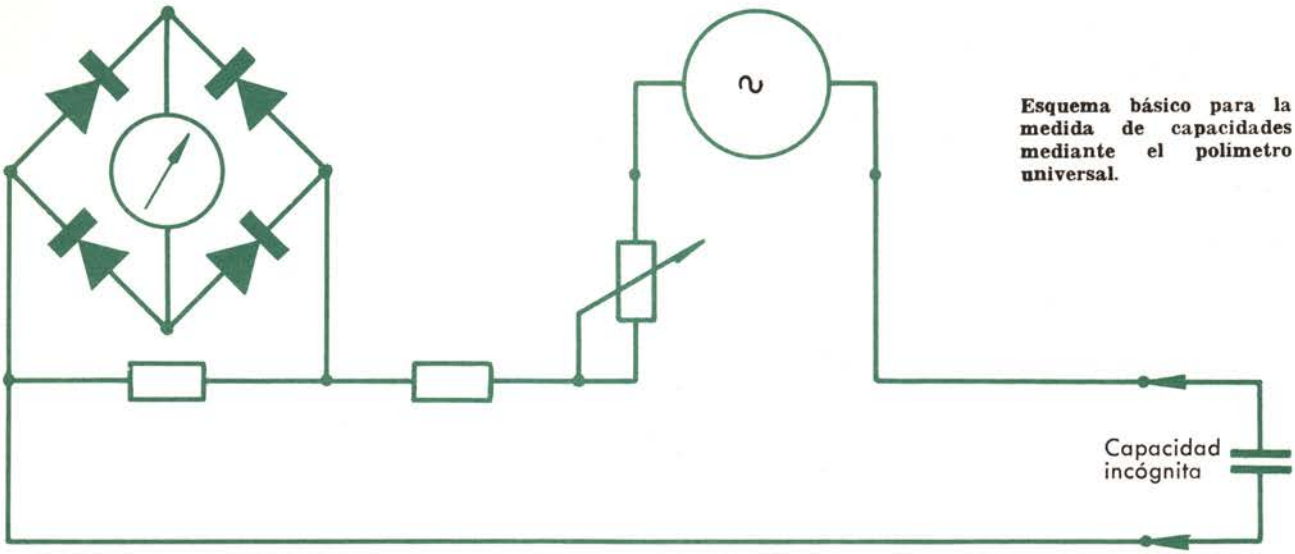
MEDICION DE CAPACIDADES - PUENTE DE SAUTY

La capacidad de un condensador puede medirse con un polímetro de forma análoga a como se mide una resistencia.

La figura representa el circuito básico que se emplea.

El generador de c.a. hace circular por él una corriente, cuya intensidad depende de la resistencia del condensador incógnita C_x y por tanto de su capacidad.

El galvanómetro, provisto de rectificador, mide esa corriente. Su escala puede estar calibrada directamente en capacidades.



Esquema básico para la medida de capacidades mediante el polímetro universal.

El método tiene en primer lugar el inconveniente de que, como en el caso del óhmetro, la escala tiene por límites los valores cero e infinito, por lo que las lecturas no se hacen con gran precisión. Por otra parte, la corriente en el circuito no sólo depende de la capacidad, sino también, y en la misma medida, de la tensión y frecuencia de la señal suministrada por el generador de c.a. Por razones de economía suele utilizarse como tal la red de energía o de alumbrado, que no puede considerarse como un generador muy estable, al menos por lo que se refiere a la amplitud de la señal.

En estas condiciones, pues, no puede esperarse que la medición efectuada sea de gran precisión Las razones apuntadas hacen que no sea recomendable el uso de los polímetros para medir capacidades, aunque algunos dispongan de una escala destinada a ese fin.

Puente de Sauty

Los inconvenientes citados se eliminan en el llamado puente de Sauty, cuya configuración queda indicada en la figura.

Como se ve, es un puente de potenciómetro en el que R_x se ha sustituido por C_x y la resistencia patrón R por una capacidad patrón C. Al mismo tiempo la batería de alimentación de c.c. ha sido sustituida por un generador de c.a.

Dado que este puente trabaja con corriente alterna no puede emplearse como detector de cero un galvanómetro de c.c., sino un dispositivo sensible a la c.a. Una solución que se caracteriza por su sencillez y su eficacia es emplear como detector de cero un buen casco de auriculares.

Como en el puente de Wheatstone, para alcanzar el equilibrio se requiere que

$$\frac{X_{cx}}{X_c} = \frac{R_a}{R_b} = \frac{a}{b}$$

Es decir el cociente entre las resistencias de las ramas del potenciómetro debe ser igual al cociente entre las reactancias de los condensadores.

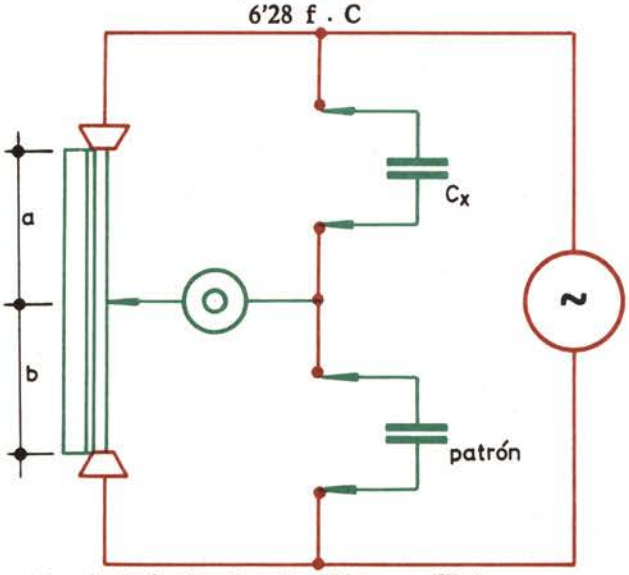
Teniendo en cuenta que

$$X_{Cx} = \frac{1}{6'28\ f \cdot C_x}$$

$$X_C = \frac{1}{6'28\ f \cdot C}$$

podemos escribir

$$\frac{a}{b} = \frac{\dfrac{1}{6'28\ f \cdot C_x}}{\dfrac{1}{6'28\ f \cdot C}} = \frac{C}{C_x}$$



Puente de Sauty. Cuando está en equilibrio se cumple que

$$C_x = C\,\frac{b}{a}$$

Puente de Sauty con resistencia de compensación

Utilizando el puente de Sauty constituido en la forma indicada, puede ocurrir que al mover el cursor del potenciómetro, para encontrar la posición de equilibrio, no se consiga hallar la posición en que es nula la señal en los auriculares, y sí únicamente un punto en que la señal pasa por un mínimo de amplitud.

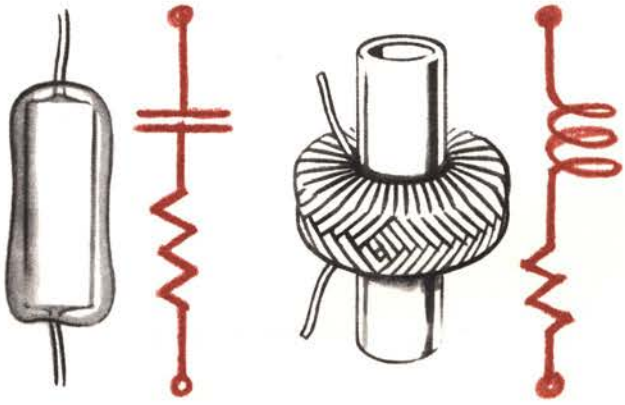
con lo que resulta

$$C_x = C\,\frac{b}{a}$$

Como en el caso de la medición de resistencias, la capacidad incógnita C_x se halla multiplicando la capacidad patron C por el cociente de la longitud de ambas ramas del potenciómetro.

Observe, sin embargo, que en el puente de resistencias ese cociente es a/b y que en el puente de capacidades, en cambio, el cociente es b/a.

El puente de Sauty tiene para la medición de capacidades las mismas ventajas que el de Wheatstone para la medición de resistencias; por una parte las lecturas pueden realizarse con gran precisión sobre el potenciómetro; por otra, las variaciones de la amplitud de la tensión alterna de alimentación no afectan al equilibrio. Tampoco afectan al equilibrio del puente las variaciones de frecuencia, ya que se traduce en variaciones proporcionales de la reactancia, no sólo del condensador incógnita, sino también del condensador patrón.



De la misma forma que una bobina no puede considerarse como una autoinducción pura, sino que es preciso considerar asociada a ella la resistencia del hilo que la constituye, un condensador no es tampoco una capacidad pura, sino que es preciso considerar asociada a ella una resistencia debida a la de los terminales y a las pérdidas en el dieléctrico.

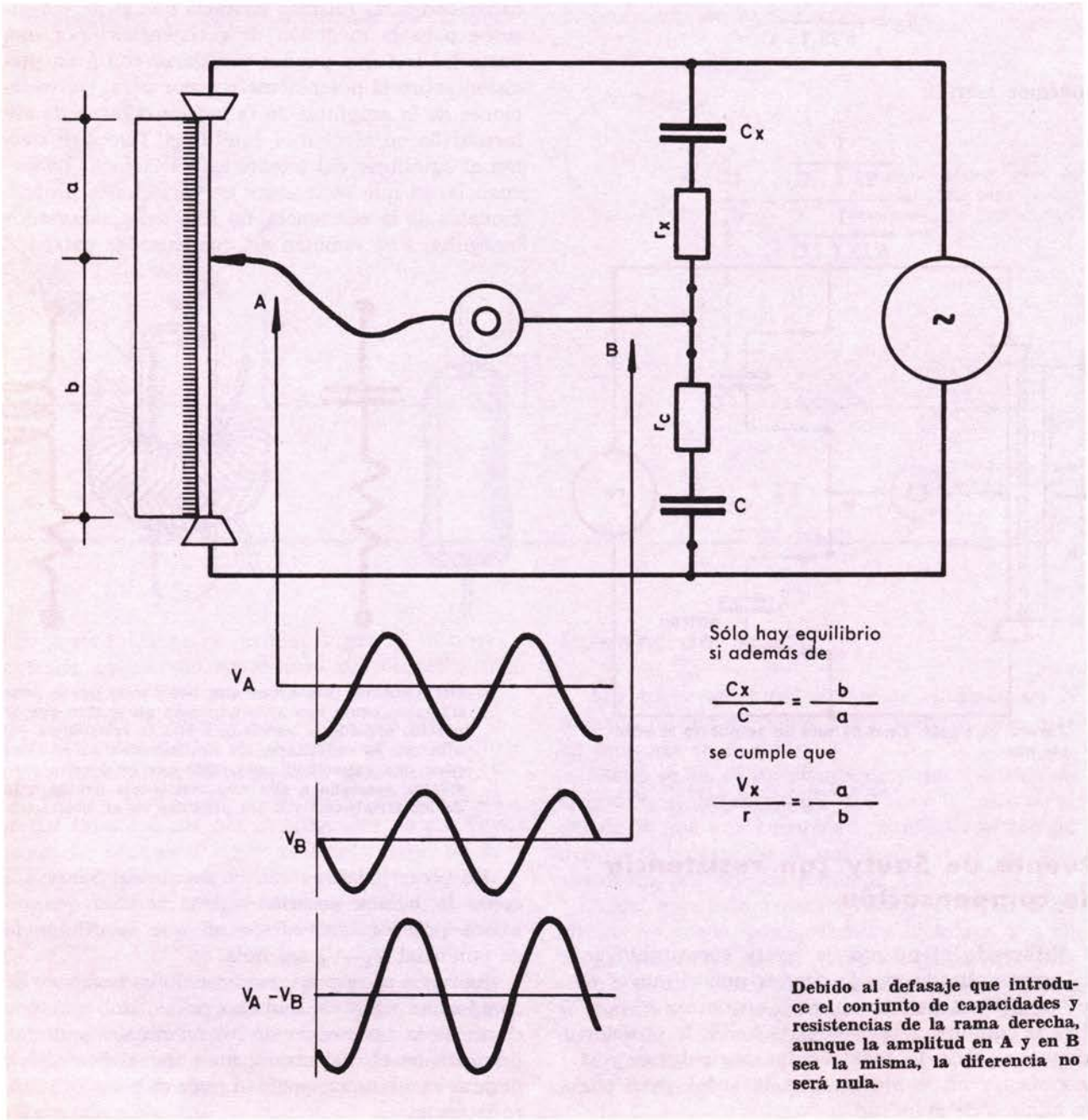
En otras palabras: en el puente de Sauty, tal como lo hemos descrito, puede ocurrir que no exista posición del cursor en que la diferencia de potencial V_A—V_B sea nula.

La razón es que los condensadores reales no se comportan como capacidades puras, sino que, por causa de la resistencia de los terminales y de las pérdidas en el dieléctrico, más bien deben considerarse como una capacidad pura en serie con una resistencia.

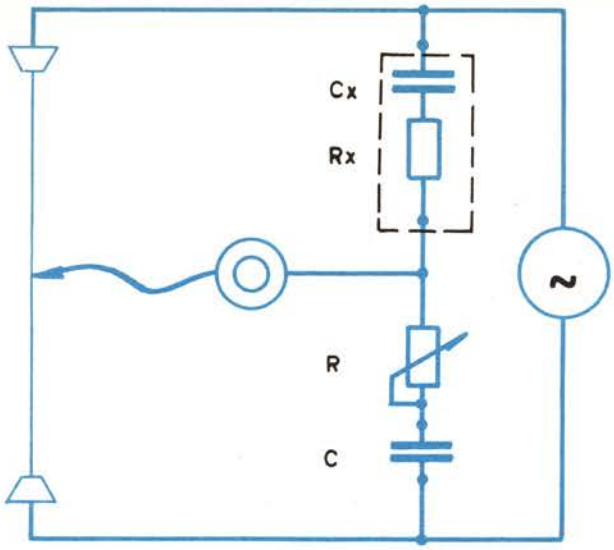
Esta consideración es análoga a la que se hace al decir que una bobina no es una antoinductancia pura, sino que además de tal debe considerarse en serie con ella una resistencia que tenga en cuenta la propia del hilo y, eventualmente, las pérdidas en el núcleo de hierro, si el bobinado está provisto de él.

Teniendo en cuenta lo dicho, el puente de Sauty contiene en la rama derecha no sólo dos capacidades, sino también dos resistencias, asociadas respectivamente al condensador incógnita y al condensador patrón, que en el esquema hemos puesto de manifiesto.

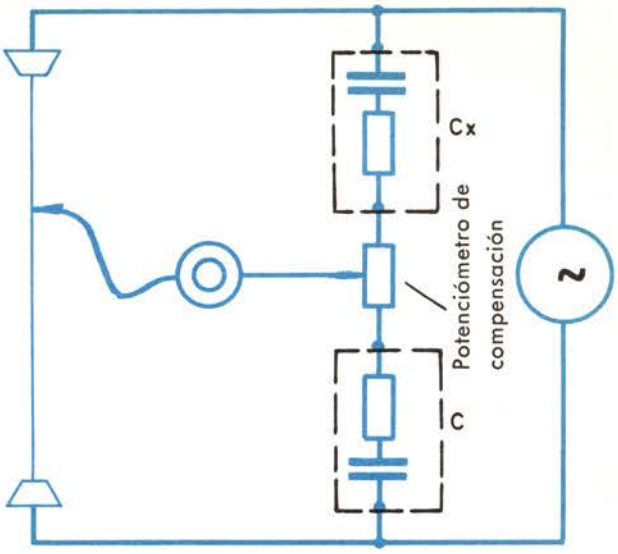
Al mover el cursor del potenciómetro es, desde luego, posible hacer que la amplitud de la tensión en A sea igual a la tensión en B; pero el efecto conjunto de las capacidades y las resistencias contenidas en la rama derecha hacen que en general la tensión en B esté más o menos defasada con respecto a la tensión en A. Debido a ello, y como muestra la figura, la d.d.p. entre A y B no llega a ser nula.



Debido al defasaje que introduce el conjunto de capacidades y resistencias de la rama derecha, aunque la amplitud en A y en B sea la misma, la diferencia no será nula.



Para conseguir, en el puente de Sauty, un equilibrio perfecto se puede añadir un potenciómetro auxiliar que permita variar la resistencia asociada a cada condensador.



Debido a que como patrones se utilizan condensadores de gran calidad, cuya resistencia asociada será menor que la del condensador incógnita, en la práctica la resistencia de compensación está asociada al condensador patrón.

Puede demostrarse, sin embargo, que cuando r_x y r cumplen respecto de a y b la misma relación que en el puente de Wheatstone, es decir, cuando

$$\frac{r_x}{r} = \frac{a}{b}$$

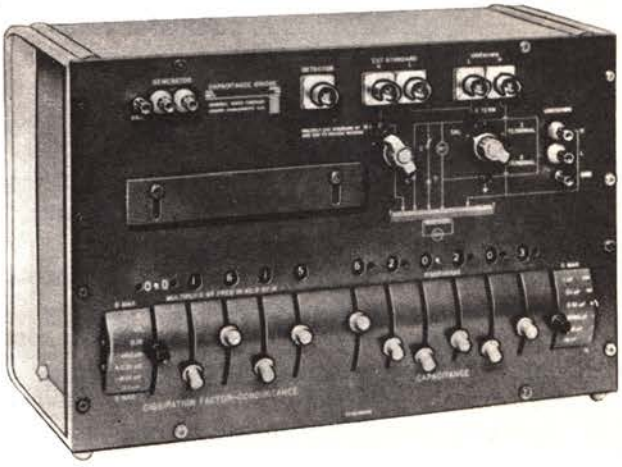
el defase entre A y B es nulo y el equilibrio del puente es perfecto.

Evidentemente, es improbable que las resistencias de los condensadores patrón e incógnita tengan justamente los valores particulares requeridos para el equilibrio. Para ello puede añadirse al puente de Sauty un potenciómetro auxiliar, conectado como indica la figura, a fin de hacer variable la resistencia asociada a C_x y a C.

Tanteando una y otra vez la posición de los cursores del potenciómetro principal y del potenciómetro auxiliar se llega finalmente a una situación de equilibrio perfecto.

Es de advertir que cuanto mayor sea la calidad de un condensador menor es la resistencia a él asociada.

En los puentes se utilizan como patrones condensadores de elevada calidad, de manera que la resistencia r suele ser mucho menor que r_x. Para conseguir el equilibrio no es preciso entonces utilizar un potenciómetro auxiliar, sino sólo una resistencia variable asociada en serie al condensador patrón.



Puente para capacidad de la General Radio Company.

Cuando el puente de Sauty está bien equilibrado se cumplen estas dos condiciones:

$$C_x = C \frac{b}{a}$$

$$r_x = r \frac{a}{b}$$

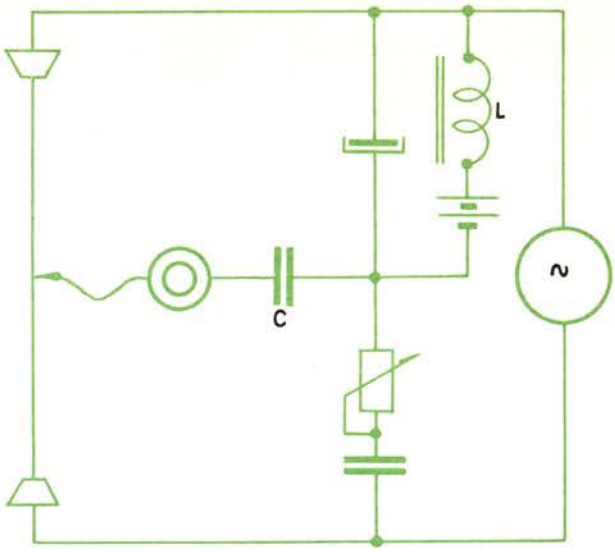
Como se ve, el puente no sólo sirve para medir con gran precisión la capacidad de un condensador, sino que también da, a través del valor de r_x, una idea de la calidad del condensador

PUENTE PARA CONDENSADORES ELECTROLITICOS

Debemos hacer constar un hecho importante: no se puede medir la capacidad de un condensador electrolítico por medio de uno de los circuitos descritos hasta ahora, puesto que estos condensadores son elementos cuya capacidad está condicionada a una tensión continua de polarización, sin la cual varían enormemente las características del condensador.

En la figura se representa un circuito puente adecuado para medir la capacidad de los condensadores electrolíticos.

La pila B suministra la tensión de polarización; el condensador C evita que circule corriente continua por el indicador de cero, y la autoinductancia bloquea la corriente alterna para impedir que circule a través de la pila.



Esquema de principio de un puente para medir condensadores electrolíticos bajo tensión continua.

PUENTE DE AUTOINDUCCIONES

Análogamente a los puentes de capacidades existen los de autoinducciones, que son en esencia iguales, sin más que sustituir las capacidades patrón y problema por sendas autoinductancias.

Como en el caso del puente de capacidades, el equilibrio está alterado, sin embargo, por la resistencia asociada tanto a la autoinducción incógnita como a la autoinducción patrón.

Por otra parte, los patrones de autoinducción suelen ser más caros y peores que los patrones de capacidad, razón por la que para medir autoinducciones suele preferirse el empleo de puentes en que el patrón es una capacidad.

Uno de ellos es el puente de Maxwell; su constitución se indica en el esquema.

Ajustando el valor de C se llega a la condición de equilibrio cuando se cumple la relación:

$$\frac{R_1}{X_c} = \frac{X_{Lx}}{R_2}$$

Teniendo en cuenta que

$$X_c = \frac{1}{6'28\ f \cdot C}$$

y

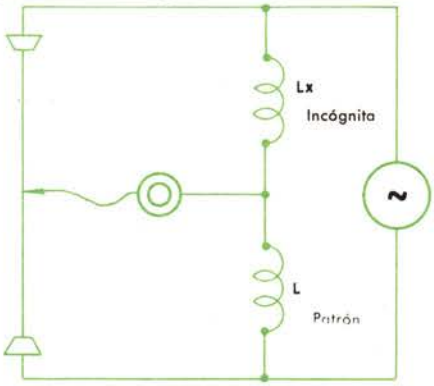
$$X_{2x} = 628\ f \cdot L_x,$$

de la anterior relación se deduce finalmente que

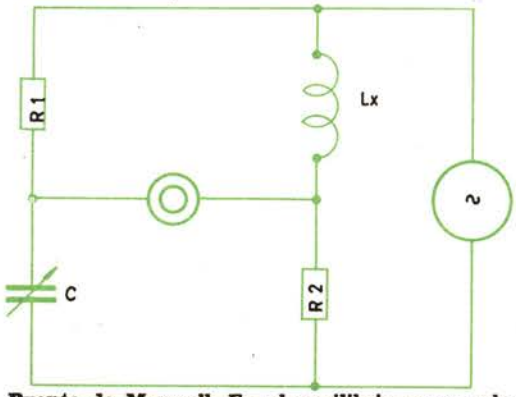
$$L_x = R_1\ R_2\ C$$

Es preciso tener en cuenta, no obstante, que a la autoinductancia L_x está necesariamente asociada una resistencia r_x, lo que ocasiona entre las tensiones en A y B un defase que hace imposible llegar al equilibrio variando solamente C.

Para conseguir ese equilibrio se añade una resistencia variable calibrada, R, en paralelo con C. Tanteando el ajuste de C y R se llega finalmente a una posición de equilibrio perfecto, en la que



Puente de hilo para la medida de autoinducciones.



Puente de Maxwell. En el equilibrio se cumple $L_x = R_1\ R_2\ C$.

además de la anterior condición se cumple —como en el puente de Wheatstone— que

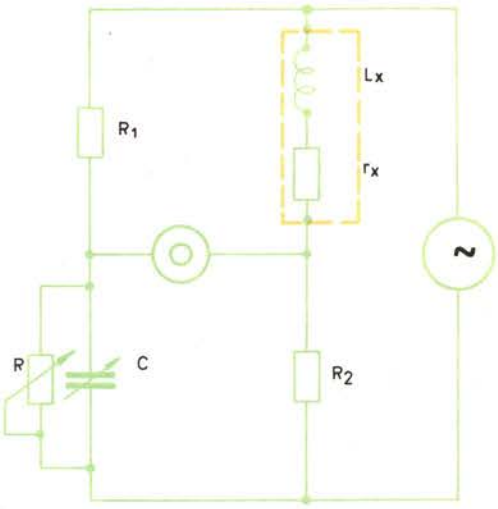
$$\frac{R_1}{R} = \frac{r_x}{R_2}$$

y por tanto

$$r_x = \frac{R_1 \, R_2}{R}$$

Cuando se trata de medir la autoinducción de devanados con núcleo ferroso, muchas veces interesa realizar la medición mientras circula corriente continua por el devanado, ya que ésta hace variar las características del núcleo. Para realizar estas mediciones se utilizan circuitos análogos al puente de condensadores electrolíticos que dan paso a corriente continua por la autoinducción problema.

El puente de Maxwell no sólo sirve para medir la autoinducción de los devanados, sino también la resistencia asociada a ellos.



PATRONES DE CAPACIDAD

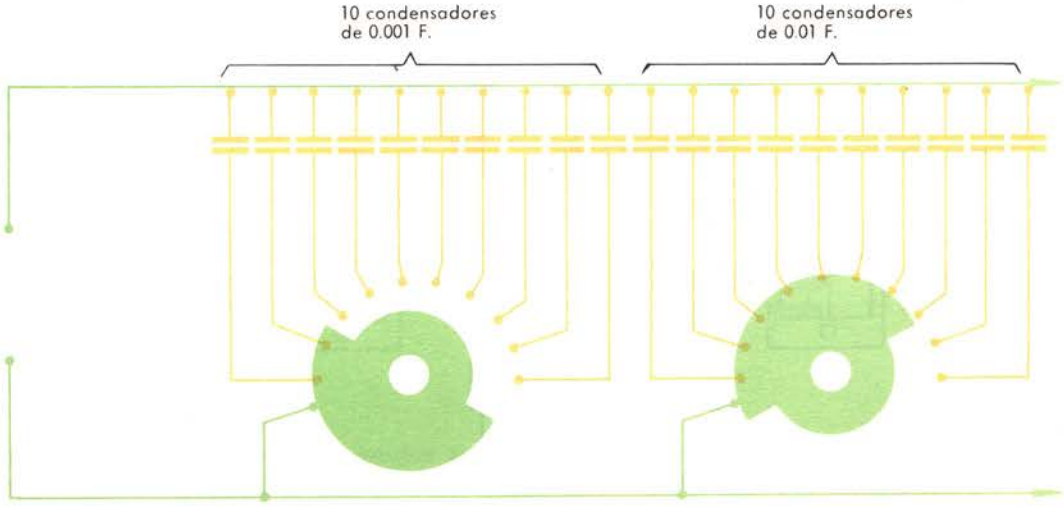
De la misma forma que existen patrones de resistencia fijos o variables de forma discontinua, como son las cajas de resistencias y patrones de resistencia continuamente variable —es decir, los reóstatos y potenciómetros calibrados—, también los patrones de capacidad presentan esta doble modalidad.

Usualmente las cajas de condensadores son cajas de décadas en que el valor de capacidad deseado se selecciona, por medio de conmutadores, en igual forma que en las cajas de resistencias.

Se utilizan, como es natural, condensadores de elevada precisión y con muy bajas perdidas en el dieléctrico, para lograr que la resistencia asociada a ellos sea muy pequeña.

Caja de condensadores Philips.

Con ese mismo fin se ha de cuidar extremadamente la calidad de los conmutadores, para que la resistencia de los contactos sea despreciable.



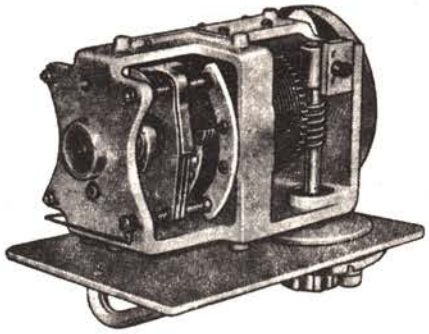
Esquema de una caja de condensadores a décadas. Con los conmutadores en la posición indicada en la figura la capacidad en los bornes es de 0'235 μF.

Los condensadores variables utilizan como dieléctrico el aire; y aunque estructuralmente son semejantes a los utilizados en radio, las soluciones mecánicas empleadas en su construcción suelen diferir de forma radical.

Así, por ejemplo, el rotor de un condensador comercial suele estar constituido por una serie de láminas de aluminio empotradas en el eje.

En los condensadores patrón en cambio, el rotor se fabrica vaciando un bloque compacto de aluminio.

En fin, a este tenor y con la misma despreocupación económica se fabrican los restantes elementos del condensador, lo que hace comprensible que su precio tenga poco parecido con el de un condensador variable comercial.



Vista exterior e interior de un condensador variable de precisión. (Cortesía de General Radio Company.)

INDICADORES DE EQUILIBRIO

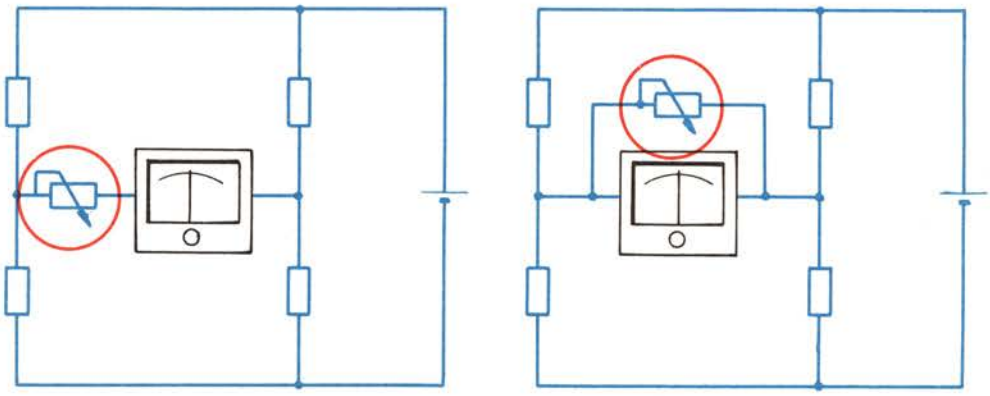
Hemos visto en el estudio del puente de Wheatstone que para buscar el equilibrio nos servíamos de un galvanómetro de cero central. Ahora bien, cuando el puente no está en equilibrio, y muy especialmente al principio de la medición, la corriente que atraviesa el instrumento puede alcanzar valores peligrosos e incluso destructores para el galvanómetro. Para obviar este inconveniente se suele dotar al puente de un mando llamado *de sensibilidad*, que no hace otra cosa que reducir la corriente que atraviesa el instrumento cuando el desequilibrio es grande. Las figuras ilustran dos posibles soluciones.

En ambos casos, al principio de la medición debe situarse el mando en la posición de sensibilidad mínima, y hacerlo avanzar a medida que se aproxima al equilibrio exacto del puente.

En los puentes de corriente alterna no se puede utilizar un indicador de equilibrio tan simple, puesto que el galvanómetro es un instrumento que únicamente sirve para corriente continua.

Las soluciones de este problema son sumamente variadas. Vamos a estudiar tan sólo las más utilizadas.

Un procedimiento muy sencillo consiste en sustituir el aparato de medida por unos buenos auriculares. Este sistema, a pesar de su sencillez, puede dar unos resultados sorprendentes.



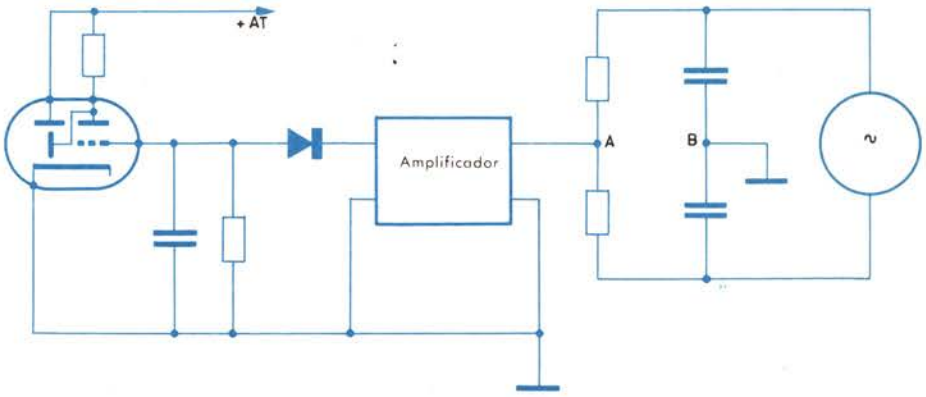
Dos formas de añadir un control de sensibilidad al detector de cero en el puente de Wheatstone.

Sin embargo, el uso de auriculares en el laboratorio no es cómodo por causa de la limitación de movimientos del operador. Para solucionar este inconveniente pueden sustituirse los auriculares por un altavoz —con el concurso de un amplificador—. Esta solución, si bien es muy sencilla, ya no es tan económica, y a menos que se trabaje aislado resultara molesta para los demás.

También se utilizan como indicadores de equilibrio los microamperímetros de corriente alterna, que en definitiva suelen ser los mismos que los de corriente continua complementados por un rectificador.

En este caso el microamperímetro no debe ser de los de cero central, sino de cero en un extremo de la escala, ya que los rectificadores impiden la desviación de la aguja en el sentido inverso. Cualquiera que sea el sentido del desequilibrio, la aguja se mueve hacia adelante.

Cada día se hace más frecuente el uso como indicadores de equilibrio de los tubos «indicadores catódicos», también llamados «indicadores visuales de sintonía» y «ojos mágicos».



Utilización de un indicador catódico (ojo mágico) como detector de cero en los puentes de corriente alterna. La d.d.p. existente en la A y B cuando no hay equilibrio es amplificada y rectificada y se aplica finalmente a la rejilla del ojo mágico. En ocasiones la señal rectificada se aplica a un microamperímetro en lugar del ojo mágico.

No vamos a entrar en detalles acerca del funcionamiento de tales tubos. Tan sólo recordaremos que para una tensión rejilla-cátodo igual a cero, el área iluminada es muy pequeña; y que para una tensión rejilla-cátodo de menos algunos voltios el área iluminada es prácticamente toda el área útil de su pantalla.

Tanto si se usan microamperímetros de alterna como si se utilizan indicadores catódicos, para obtener gran sensibilidad conviene intercalar entre ellos y el puente un amplificador a fin de aumentar la sensibilidad.

Cuando se requiere una gran precisión en la determinación del equilibrio de un puente de c.a., el amplificador que precede al detector de cero es del tipo selectivo y sintonizable a la frecuencia con que el puente trabaja. La fotografía corresponde a un modelo de la General Radio Company.

PUENTE UNIVERSAL

Dado que en el laboratorio de electrónica tienen que realizarse tanto medidas de resistencia como de capacidad y autoinducción, se realiza una notable economía si se reúne en un solo aparato la posibilidad de estas tres medidas. Para ello se utiliza el llamado *puente universal*.

Este aparato, en el caso más usual, contiene patrones de capacidad y resistencia, un detector de

cero, un generador y una serie de conmutadores mediante los cuales pueden asociarse los diversos elementos para constituir en cada caso el circuito puente que más convenga a la medición que haya de efectuarse.

Aunque en apariencia los puentes son dispositivos muy sencillos su realización práctica no lo es tanto, si se exceptúa el puente de Wheatstone.

Los otros dos trabajan con corriente alterna, lo que ofrece el peligro de que las mediciones estén afectadas por las capacidades y autoinducciones parásitas del circuito. Minimizar estos efectos requiere un diseño muy cuidadoso y con frecuencia el empleo, según sea la gama de valores a medir, de otros circuitos puente para c.a. distintos de los descritos.

Puente universal Philips.

Puente universal AVO.

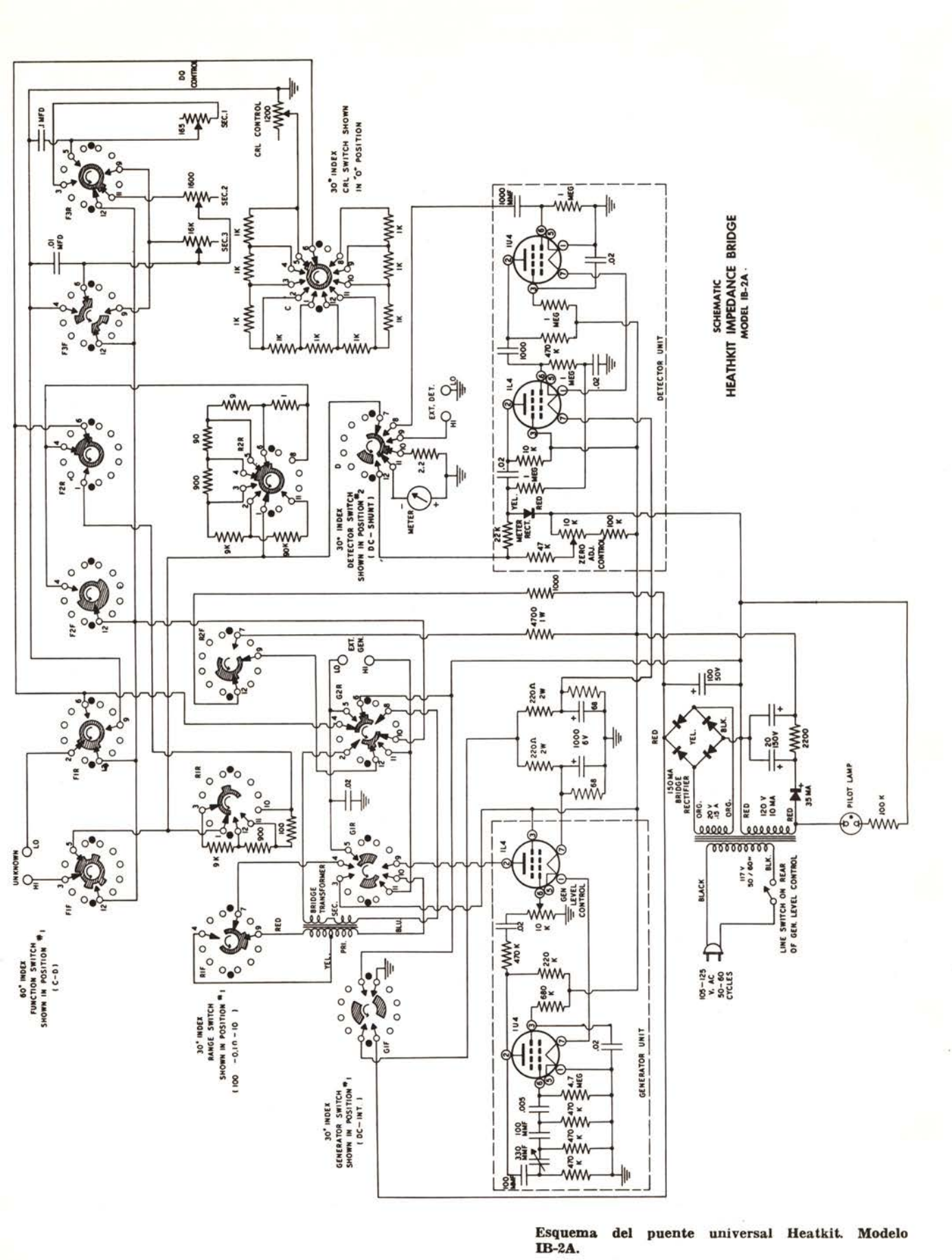
Los circuitos puente de Hay, Owen, Wien, Schering, etc., son de uso relativamente frecuente. Unicamente hemos descrito los de Maxwell y Sauty porque tal vez son más fáciles de comprender.

En todo caso, un puente universal siempre sirve para la constitución de algunos de estos tipos de puente además del de Wheatstone.

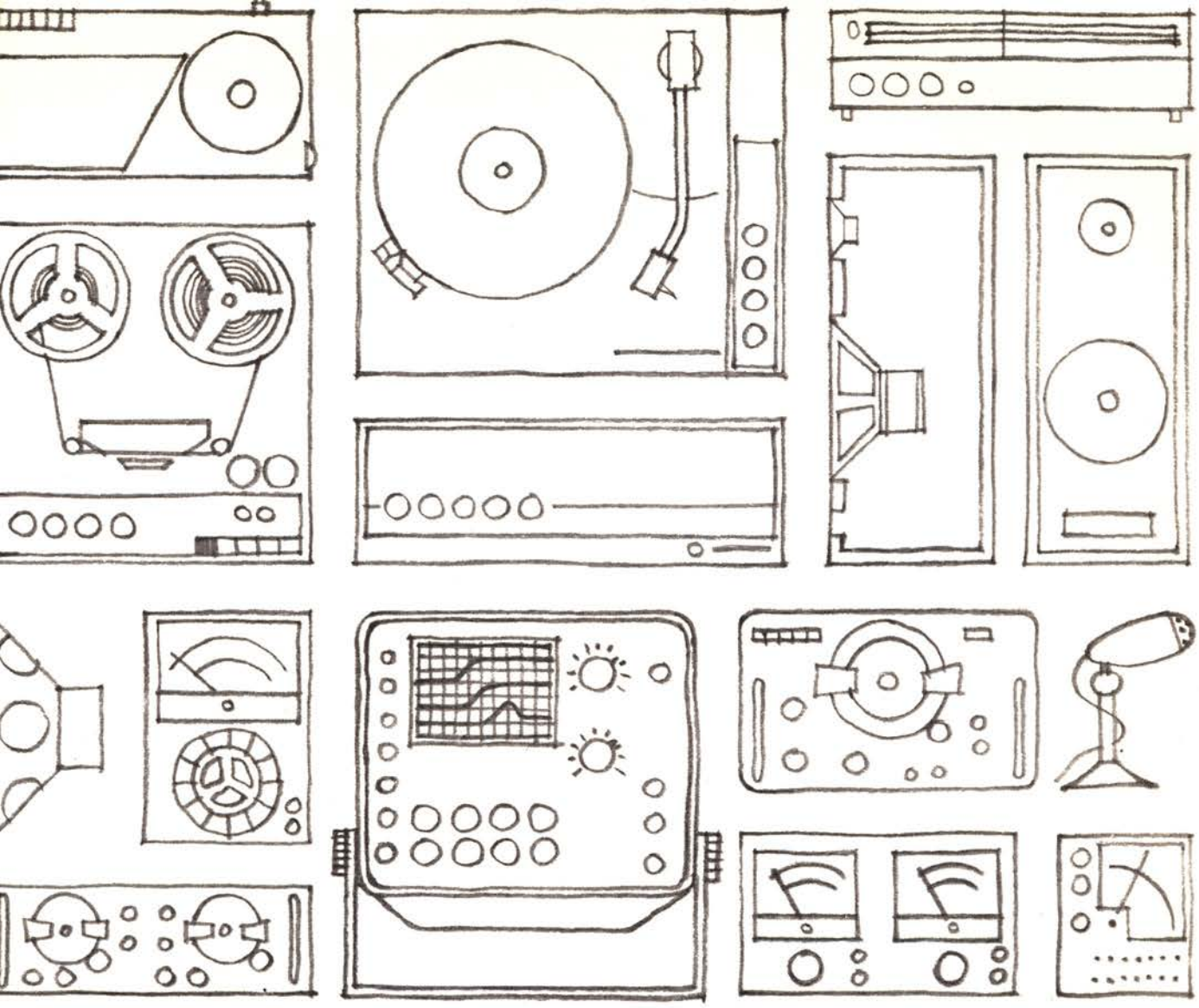
En los modelos más sencillos se utiliza la red como generador de c.a. Otros más elaborados incluyen un oscilador que proporciona una frecuencia fija de 1000 c/s. Como generador de c.c. se utiliza en ambos casos un rectificador con filtro.

Los aparatos suelen estar dispuestos, además, para que sea posible el uso de generadores y detectores de cero exteriores.

Puente universal General Radio Company.



Esquema del puente universal Heatkit. Modelo IB-2A.



LECCION 52

Voltímetros electrónicos
Voltímetros de continua
y voltímetros de alterna
Microvoltímetros
Voltímetros transistorizados
Sondas de continua y alterna

VOLTIMETROS ELECTRONICOS

INTRODUCCION

Se da el nombre de voltímetro a todo aparato que sirva para medir tensiones, sea desviando una aguja sobre un cuadrante, por indicación numérica, por impresión sobre una banda de papel, etc.

Existe gran variedad de tipos de instrumentos que responden a esta necesidad, y sus características varían de acuerdo con la finalidad a que se les destina.

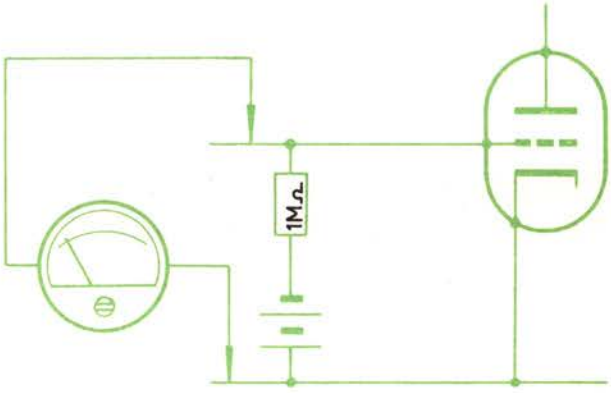
En la lección anterior dedicada a los puentes de medida, y concretamente en los párrafos dedicados al estudio del potenciómetro, se puso de manifiesto la necesidad de que un voltímetro fuese capaz de efectuar las mediciones tomando una corriente muy baja del circuito en que se efectúa la medición. Es decir, que poseyese una resistencia interna —o impedancia, en el caso de corriente alterna— lo más elevada posible.

Al estudiar con más detalle la cuestión observaremos que la necesidad de poseer aparatos de medida de alta resistencia está condicionada por las características del circuito que se desea someter a prueba.

En efecto: si ha de medirse la tensión de una red industrial basta con un aparato cuya resistencia interna sea relativamente baja, ya que la propia resistencia de esta red es siempre muy baja comparada con la del instrumento. Para este fin sirven de modo adecuado los voltímetros electromagnéticos, instrumentos que por otra parte se fabrican en la actualidad con muy buenas características.

Debemos observar, sin embargo, que cuando se efectúan mediciones sobre circuitos electrónicos las cosas se complican y se debe trabajar con una precaución mucho mayor.

Si, por ejemplo, se trata de medir la tensión de polarización de rejilla de una válvula con un voltímetro de los que se utilizan para medir la tensión en una red industrial, es muy probable que no se observe ninguna desviación de la aguja sobre el cuadrante.



He aquí una medición que no es posible realizar con un voltímetro ordinario.

Ello se debe a que se ha conectado en paralelo con el circuito investigado una resistencia —la propia del voltímetro— muy baja en relación con la del circuito bajo prueba, la cual casi cortocircuita la tensión que se pretendía medir.

Para obtener la desviación de la aguja de un voltímetro se necesita tomar cierta potencia del circuito analizado, la cual no siempre puede suministrar dicho circuito.

En particular, para medir con precisión una tensión en determinados circuitos es imprescindible tomar a través del voltímetro una intensidad mucho menor que la presente en el circuito. Se podría pensar que este inconveniente de los voltímetros estudiados hasta ahora queda solventado por el potenciómetro; pero aunque en algunos casos esto es cierto, el potenciómetro ofrece grandes inconvenientes en su utilización en el laboratorio electrónico.

EL VOLTIMETRO ELECTRONICO

Aunque hemos visto que un potenciómetro es un circuito apto para efectuar mediciones de tensión sin tomar corriente del circuito bajo prueba —y por tanto es ideal para las mediciones sobre fuentes de alta resistencia interna, que son de uso general en electrónica—, debe observarse que este aparato necesita una fuente de tensión conocida, sumamente estable, como elemento de comparación, cuya tensión debe ser igual o mayor que la tensión a medir.

Como las tensiones utilizadas en los circuitos electrónicos son en ocasiones elevadas, se necesitaría un número demasiado elevado de pilas de alta estabilidad para utilizar como tensión de referencia. Se acude entonces a fuentes electrónicas de tensión que convierten al sencillo potenciómetro en un aparato caro, voluminoso y complicado.

Por otra parte, el engorro de efectuar una medición indirecta ofrece a veces inconvenientes en un laboratorio; y aunque existen potenciómetros de equilibrio automático, esto representa una nueva complicación en el aparato y el consiguiente aumento de precio, que sólo se justifica en casos muy especiales.

Todos estos inconvenientes no serían obstáculo para la utilización del potenciómetro si no existiera otro aparato capaz de efectuar estas medidas. Pero este aparato existe: es el denominado VOLTÍMETRO ELECTRÓNICO.

Un voltímetro electrónico para la medición de tensiones es un aparato cuyo circuito utiliza válvulas o transistores como elementos fundamentales.

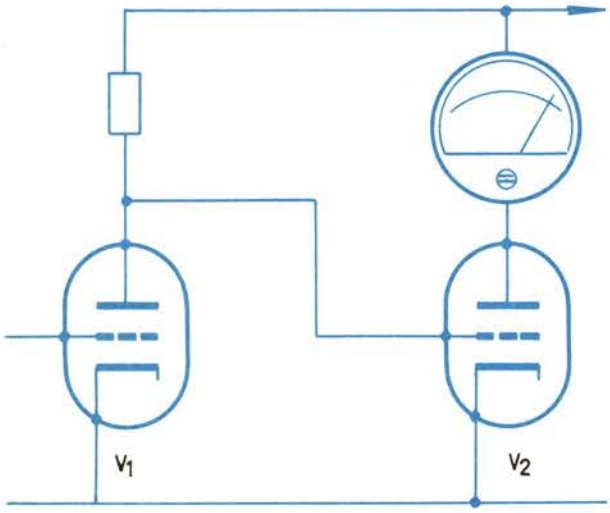
Los voltímetros electrónicos no poseen las elevadas características de un potenciómetro, ya que toman corriente del circuito en prueba; pero ésta es tan pequeña que resulta despreciable en la mayoría de los casos, y ofrece en cambio la ventaja de un manejo más cómodo.

FUNDAMENTOS DEL VOLTIMETRO ELECTRONICO - AMPLIFICADORES DE CORRIENTE CONTINUA

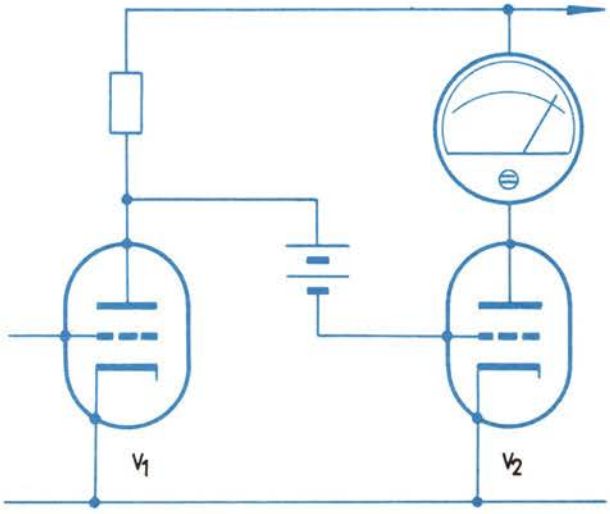
En lecciones anteriores hemos estudiado el funcionamiento de los amplificadores para radiofrecuencia y audiofrecuencia. Estos amplificadores son aptos para el funcionamiento en corriente alterna. Ahora bien, un amplificador de audiofrecuencia, en el mejor de los casos, es capaz de reproducir y amplificar señales de frecuencia muy baja (tonos muy graves); pero es incapaz de amplificar corriente continua, dado que ésta queda bloqueada en el primer condensador de paso que deba atravesar la señal.

Cuando interesa que se pueda amplificar la tensión continua aplicada a la entrada de un amplificador, es evidente que la señal no debe atravesar ningún condensador. Para ello se han ideado multitud de circuitos, algunos de los cuales vamos a comentar.

Ya que la corriente continua no puede atrave-



Para obtener un amplificador de continua no basta con suprimir el condensador de acoplamiento, pues la rejilla de V_2 se haría fuertemente positiva respecto al cátodo.



Acoplando ambas válvulas mediante una batería cuya f.e.m. sea mayor que la tensión de placa de V_1, la rejilla de V_2 trabaja con un potencial negativo respecto al cátodo.

sar un condensador, lo primero que se nos ocurre para lograr el fin que nos proponemos es suprimir simple y llanamente el condensador en cuestión. Ahora bien, esto no es posible sin más, ya que la válvula V_2 de la figura trabajaría con una tensión de rejilla tan positiva como la tensión de placa, con lo cual tomaría una corriente que la destruiría en breve tiempo. El circuito indicado en la figura siguiente soslaya este inconveniente con la adición entre la placa de V_1 y la rejilla de V_2 de una fuente de polarización que resta a la tensión de placa de V_1 una tensión constante, capaz de hacer que la rejilla de V_2 sea en todo momento negativa respecto a su cátodo.

Este circuito es poco empleado debido a que se precisa, además de la fuente de alimentación de las válvulas, una fuente de polarización para la rejilla de la segunda válvula. Por ello es más frecuente la disposición de Loftin-White.

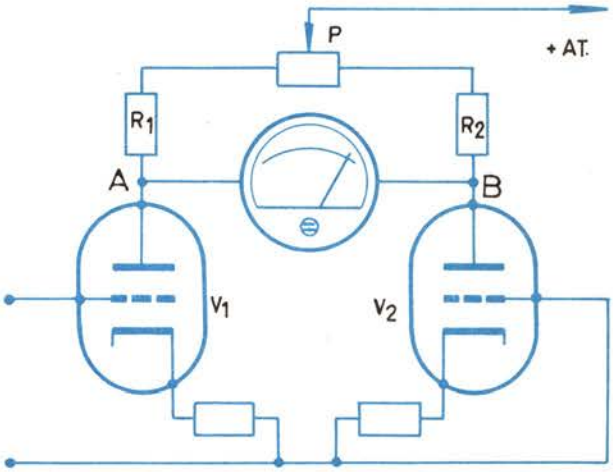
En este circuito se consigue, con una sola fuente de alimentación, que las polarizaciones sean correctas, puesto que se dispone una tensión de alimentación de 240 voltios para V_1 y de 260 voltios para V_2, y una tensión rejilla-cátodo de aproximadamente 10 voltios para ambas válvulas.

Este circuito sólo exige una fuente de alimentación; pero ésta ha de tener una tensión bastante alta, ya que únicamente se aplica una parte de esta tensión entre cátodo y ánodo de cada válvula.

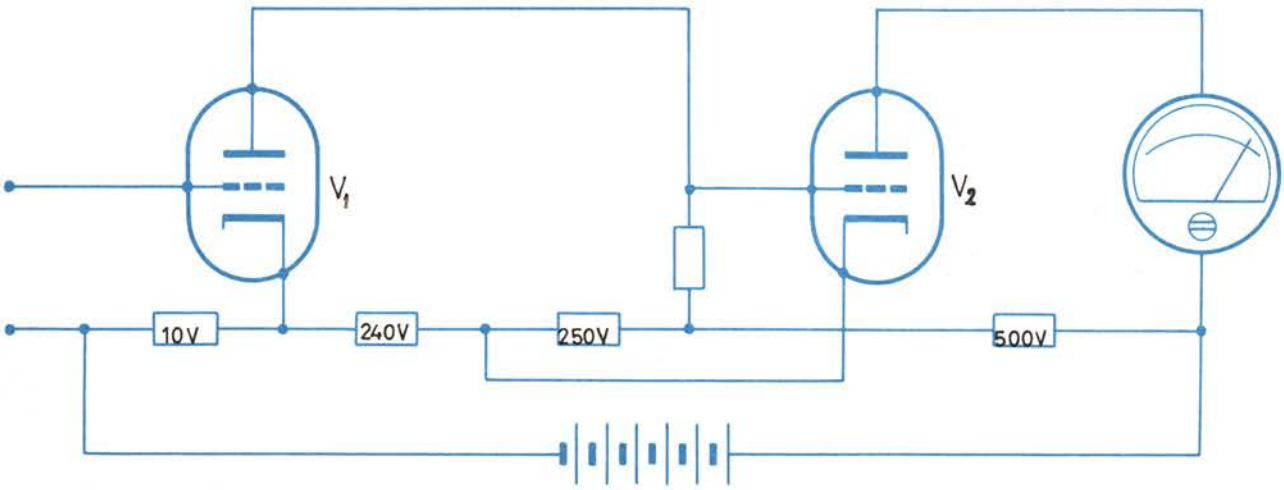
Como amplificadores de medida todos estos circuitos adolecen del mismo defecto: con tensión cero aplicada a la entrada, el miliamperímetro conectado a la salida indica la corriente de reposo del último paso amplificador. Para evitar este inconveniente se recurre a circuitos en puente, tal como el indicado en la figura inmediata, en el cual las dos ramas inferiores están constituidas por sendos triodos. El instrumento indicador está conectado entre las placas de los triodos. Su funcionamiento es el siguiente; para una tensión de entrada de 0 voltios (rejilla de V_1 a masa), las tensiones en A y B son idénticas, ya que la caída de tensión en R_1 es igual a la caída en R_2. El potenciómetro P se utiliza para compensar las posibles diferencias entre dos válvulas de un mismo tipo.

Si se aplica cierta tensión entre la rejilla de V_1 y masa, la corriente de placa de esta válvula se modifica, variando la tensión en el punto A pero no en el punto B, con lo cual el galvanómetro indica cierta tensión proporcional a la tensión aplicada a la rejilla.

En tanto que la tensión que se aplique a la re-



Para evitar la desviación permanente de la aguja del galvanómetro, el paso final de un amplificador de continua se monta en la forma que indica la figura. En los voltímetros electrónicos más sencillos, el amplificador está constituido únicamente por el paso final.



Amplificador de dos pasos acoplado en continua por el sistema Loftin-White.

jilla no sea suficiente para hacerla positiva con respecto a su cátodo, la rejilla prácticamente no toma corriente del circuito bajo medida. Luego, se ha conseguido una medición de tensión sin tomar apenas corriente del circuito. Ello se debe a que, por estar polarizada la rejilla negativamente respecto al cátodo, el espacio rejilla-cátodo se comporta como un diodo vacío en el sentido de bloqueo.

En realidad siempre se toma cierta corriente del circuito en prueba, porque un diodo de vacío presenta una resistencia enormemente alta, pero no infinita, en el sentido de bloqueo; además, para el correcto funcionamiento y estabilidad del aparato es imprescindible colocar entre rejilla y masa una resistencia, que por fortuna puede ser de elevado valor (generalmente del orden de 10 MΩ).

En general, en la mayoría de mediciones a efectuar una resistencia de ese valor no representa inconveniente alguno.

MEDICION DE TENSIONES CONTINUAS

En el montaje en puente explicado antes, la tensión que mide el galvanómetro entre A y B puede ser, por causa de las propiedades amplificadoras del triodo V_1, mayor que la tensión que se aplica a la rejilla de esa válvula.

Esto aparenta ser ventajoso ya que hace posible aumentar la sensibilidad del instrumento; pero lo que interesa básicamente en estos casos no es obtener un aumento de sensibilidad, sino poder efectuar las mediciones de tensión con un consumo de corriente lo más reducido posible.

En el montaje mencionado la tensión que mide el galvanómetro no sólo depende de la señal aplicada al aparato, sino también de la ganancia de la válvula; es decir, de su coeficiente de amplificación.

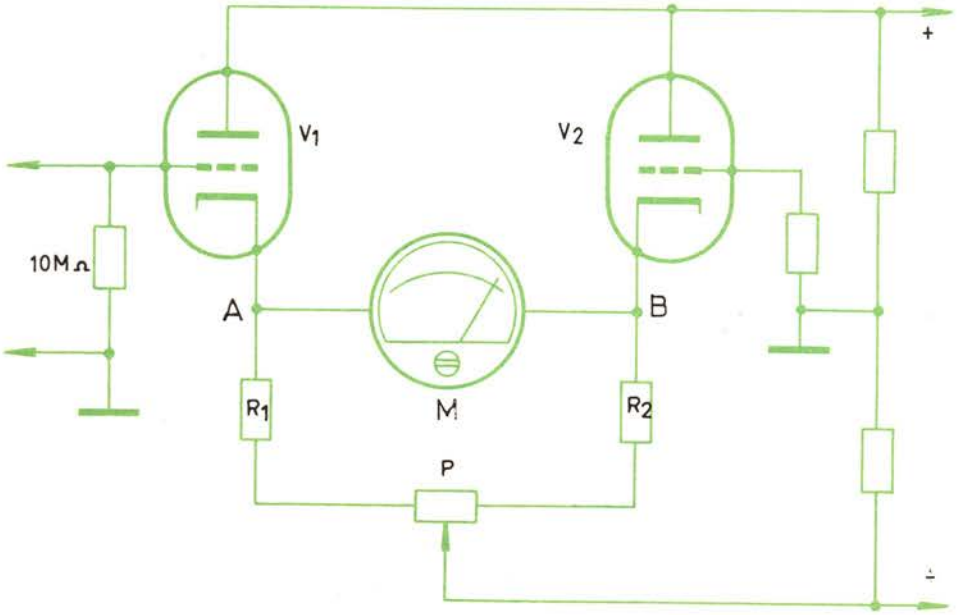
Por desgracia, el coeficiente de amplificación de una válvula varía bastante con el uso, de manera que la calibración del aparato sería sumamente insegura.

Por tales razones se acostumbra modificar el circuito anterior montando los triodos como seguidores catódicos. Con ello la ganancia se reduce aproximadamente a la unidad; pero resulta prácticamente independiente del coeficiente de amplificación, con lo que la calibración es mucho más estable.

El montaje es el indicado en la figura; su funcionamiento de principio es el mismo que en el caso anterior.

En ausencia de tensión en la entrada, y previamente ajustado el potenciómetro P, la corriente en ambas válvulas es idéntica, y por tanto los puntos A y B están a la misma tensión, con lo que no circula corriente por el microamperímetro M. Ahora bien, si se aplica una tensión ligeramente positiva a la entrada —es decir, a la rejilla de V_1—, la corriente aumenta en esta válvula, y por tanto también aumenta la tensión en A, por lo que a través del miliamperímetro M circula una corriente de A hacia B que indica una desviación proporcional a la tensión de entrada.

Podemos considerar este circuito como un puente de Wheatstone en el que las dos resisten-

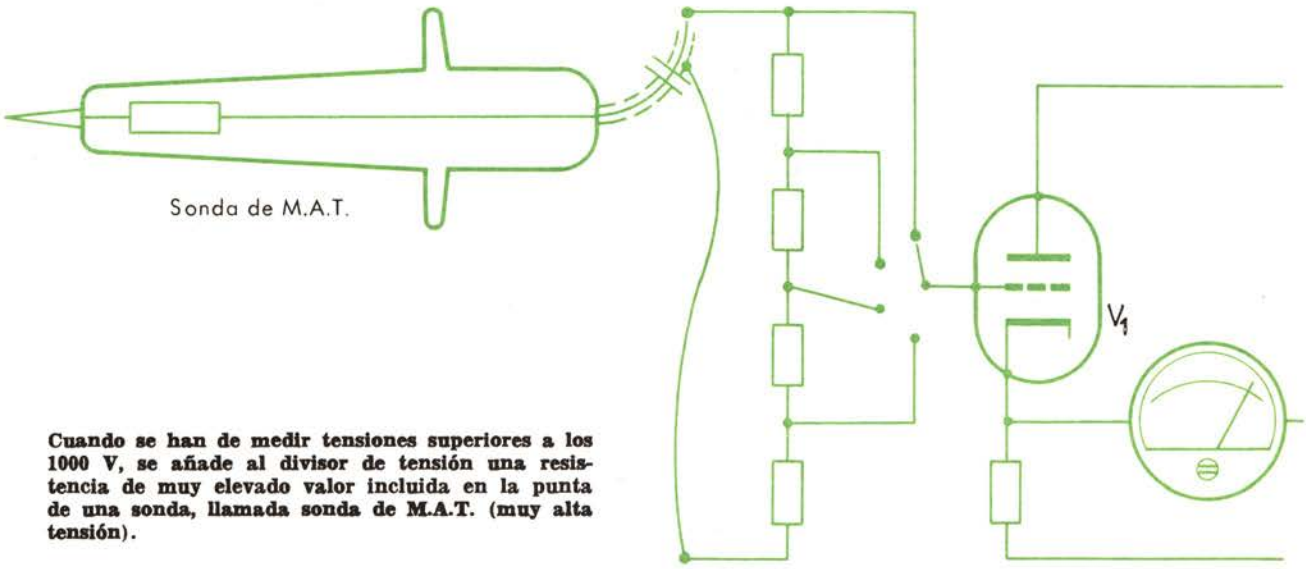


Para asegurar una calibración estable es preferible conectar el galvanómetro entre los cátodos de las válvulas que constituyen el puente. Para asegurar la estabilidad de funcionamiento, es además imprescindible conectar una resistencia entre la rejilla de entrada y masa. Con válvulas corrientes esa resistencia no puede ser mayor de unos 10 MΩ.

cias superiores se han sustituido por las válvulas V_1 y V_2, y las dos inferiores son R_1 y R_2. La válvula V_1 se comporta como una resistencia variable cuyo valor se modifica según la tensión aplicada a su rejilla. Como consecuencia de la variación de resistencia de V_1 se desequilibra el puente, que estaba en equilibrio al empezar la medición. El miliamperímetro indica la magnitud del desequilibrio, proporcional a la tensión aplicada a la entrada.

Para que la válvula V_1 trabaje siempre en la parte recta de su característica, las tensiones a aplicar a la entrada no pueden exceder de 1'5 a 2 voltios positivos o negativos respecto a masa. Por ello, cuando se trata de medir una tensión elevada (hasta 1500 voltios) se emplea un divisor de tensión, incorporado al aparato, que aplica a la rejilla de V_1 sólo una fracción de la tensión a medir.

Si las tensiones a medir son muy altas (hasta del orden de 2500 voltios), se emplean sondas especiales de alta tensión que albergan una resistencia de precisión de muy alto valor. Estas sondas deben, además, estar convenientemente aisladas para protección del operador.



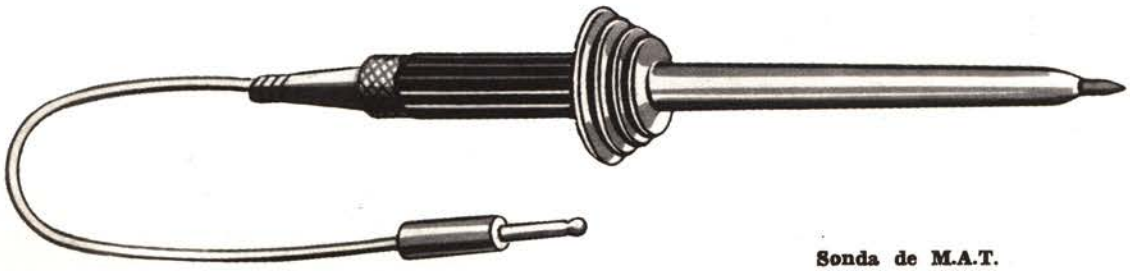
Cuando se han de medir tensiones superiores a los 1000 V, se añade al divisor de tensión una resistencia de muy elevado valor incluida en la punta de una sonda, llamada sonda de M.A.T. (muy alta tensión).

Según vimos en los circuitos precedentes, uno de los terminales de la entrada está siempre conectado a masa. Ello es imprescindible para su correcto funcionamiento. Como por lo general no se usan miliamperímetros de cero central en los voltímetros electrónicos, para tensiones negativas en la entrada la desviación de la aguja tendría sentido inverso y no se podría efectuar ninguna lectura. Para evitar este inconveniente se conecta el galvanómetro a través de un conmutador inversor, tal como muestra un esquema de la página siguiente.

Por medio de este conmutador puede disponerse el aparato para la medición de tensiones continuas positivas o negativas.

Es frecuente que los voltímetros electrónicos dispongan de un mando para la calibración del aparato. Este mando no es más que una resistencia variable en serie con el miliamperímetro. Aplicando a la entrada una tensión continua conocida (con las suficientes garantías) se ajusta este mando de manera que el instrumento indique la tensión aplicada.

Algunos aparatos llevan incorporada una fuente de tensión estabilizada y de precisión, que sirve



Sonda de M.A.T.

para llevar a cabo la calibración tantas veces como sea necesario y compensar así las variaciones debidas al envejecimiento de las válvulas, posibles variaciones del valor de las resistencias, etc.

Sin embargo, en la mayoría de los voltímetros electrónicos de taller el mando de calibración es inaccesible desde el exterior del aparato, el cual sale ya calibrado de fábrica y mantiene su calibración durante miles de horas de funcionamiento.

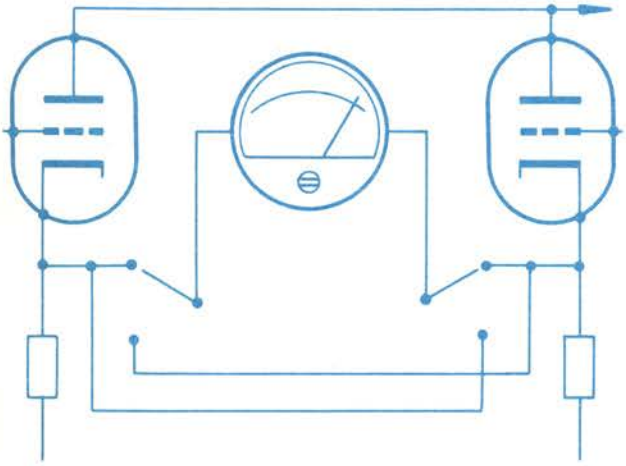
A causa de la elevada impedancia que presenta un voltímetro electrónico existe el riesgo de que en la entrada se induzcan señales parásitas, debidas a los campos electromagnéticos siempre presentes en el ambiente, que falsearían las mediciones.

Como esas señales tienen naturaleza variable, se pueden eliminar desacoplando del puente las rejillas de ambas válvulas mediante sendos condensadores que deriven a masa esas señales parásitas.

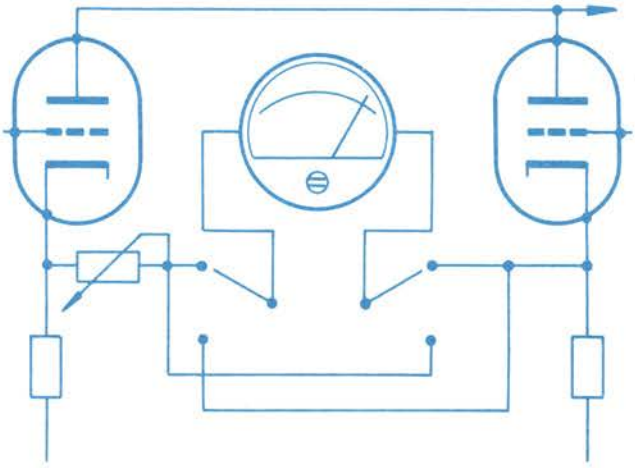
Con la misma finalidad se emplea cable apantallado para construir la punta de prueba que conecta la entrada del voltímetro electrónico al circuito que se analiza.

En algunas ocasiones, sin embargo, esta precaución lleva aparejado un inconveniente a causa de la notable capacidad que presenta ese cable, que puede alterar el funcionamiento del circuito examinado si en él, además de las componentes continuas que se miden, existen componentes alternas.

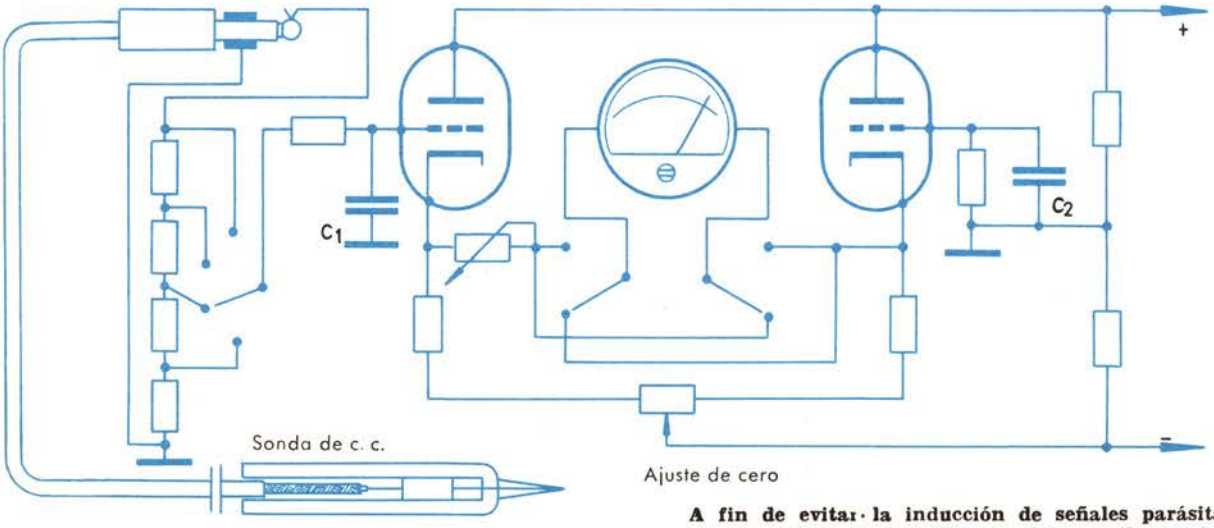
El efecto de esa capacidad se elimina incluyendo en la punta misma del cable de prueba una resistencia de 1 MΩ, la cual queda en serie con el divisor de entrada. Su efecto se tiene en cuenta, desde luego, durante la calibración del aparato.



A fin de poder medir tensiones cualquiera que sea su polaridad el galvanómetro se conecta a los cátodos a través de un conmutador inversor.



Para poder calibrar el voltímetro electrónico se incluye una resistencia ajustable, en serie con el galvanómetro.

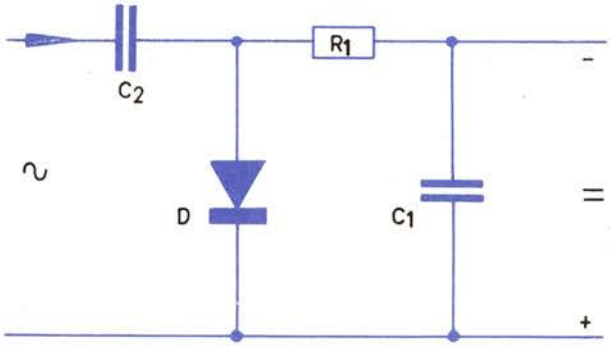


A fin de evitar la inducción de señales parásitas en las rejillas de las válvulas, éstas se desacoplan mediante sendos condensadores. El gráfico ilustra también la constitución de la sonda de continua.

MEDICION DE TENSIONES ALTERNAS

En muchos casos se precisa medir tensiones alternas con un aparato que presente una impedancia muy alta, para no alterar el circuito bajo medida en el momento de conectar las puntas de prueba. Para ello se utiliza también el voltímetro electrónico, con las modificaciones que vamos a ver.

Dado que en el aparato se dispone de un voltímetro electrónico para tensiones continuas, lo más económico es convertir mediante un rectificador la tensión alterna en continua.



Un circuito muy utilizado y sencillo es el que aparece en la figura inmediata. La señal alterna llega a través del condensador C_2 hasta el diodo D, que conduce durante los picos positivos. La señal rectificada se filtra por el grupo R_1-C_1; en los extremos de C_1 aparece una tensión continua igual a la de pico de la señal de entrada. Como en general se prefiere trabajar con valores eficaces en lugar de valores de pico, teniendo en cuenta que para una señal senoidal el valor eficaz está dado por la relación

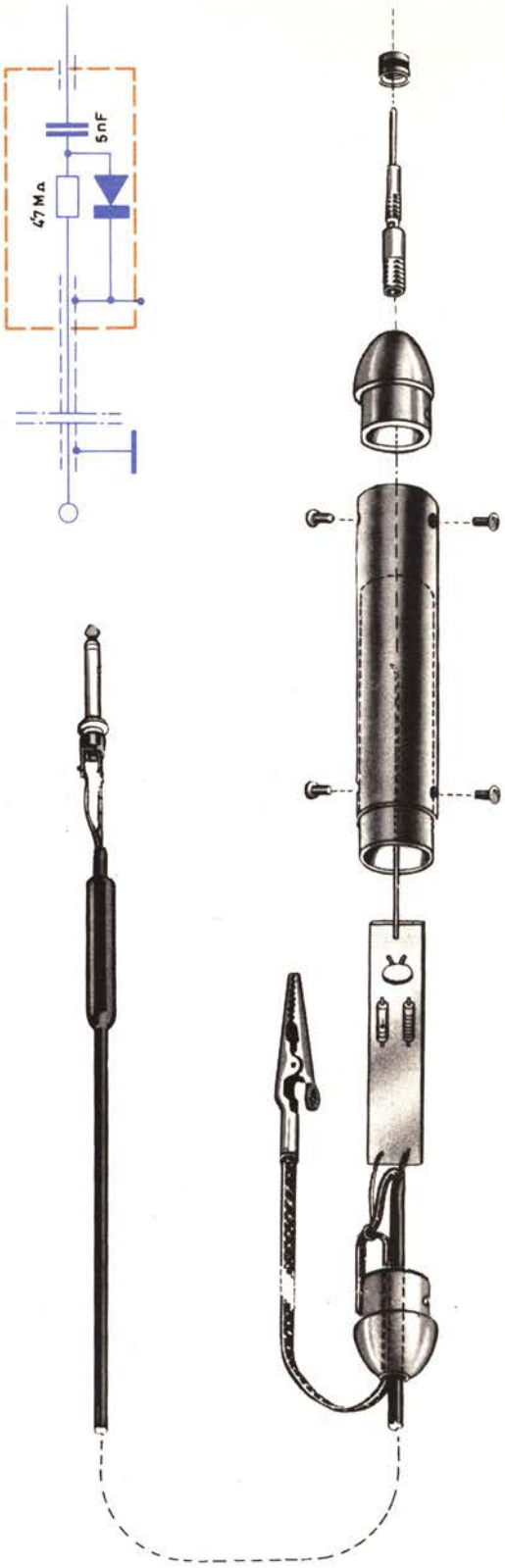
$$\text{Valor eficaz} = \frac{\text{Valor de pico}}{1'41}$$

basta con intercalar —entre este dispositivo y el divisor de entrada del voltímetro a válvula de corriente continua— una resistencia que reduzca la tensión que aparece en C_1 al valor correspondiente a la tensión eficaz. Con ello, las lecturas pueden hacerse directamente en valores eficaces sobre las escalas de continua del voltímetro.

TÉNGASE BIEN PRESENTE QUE LAS INDICACIONES ÚNICAMENTE SON CORRECTAS SI LA SEÑAL A MEDIR ES SENOIDAL.

Si el perfil de la señal de entrada es distinto, las indicaciones del voltímetro no tienen ningún significado.

Para influir en grado mínimo sobre el circuito analizado, es preciso que la unión entre el punto



Constitución y esquema eléctrico de la sonda de alta frecuencia Heathkit M-309-C.

indicado y el dispositivo rectificador sea lo más corta posible.

Esto se consigue de una forma muy sencilla: se agrupan todos los elementos que constituyen el rectificador en un pequeño tubo unido al voltímetro electrónico por un cable apantallado, lo que constituye lo que se llama SONDA DE ALTA FRECUENCIA.

En estas sondas la capacidad C_1 está constituida por la propia del cable apantallado. La resistencia R_1 tiene el valor adecuado para que la tensión aplicada al voltímetro sea la correspondiente al valor eficaz.

El diodo utilizado suele ser del tipo de semiconductor de muy baja capacidad, por lo que se puede efectuar medidas con frecuencias de hasta 250 Mc/s y a partir de 1 Kc/s. A causa de la pequeña tensión inversa que pueden soportar esos diodos, la magnitud de las tensiones a medir queda limitada a unos 30 voltios eficaces, valor que en circuitos de alta frecuencia suele ser más que suficiente.

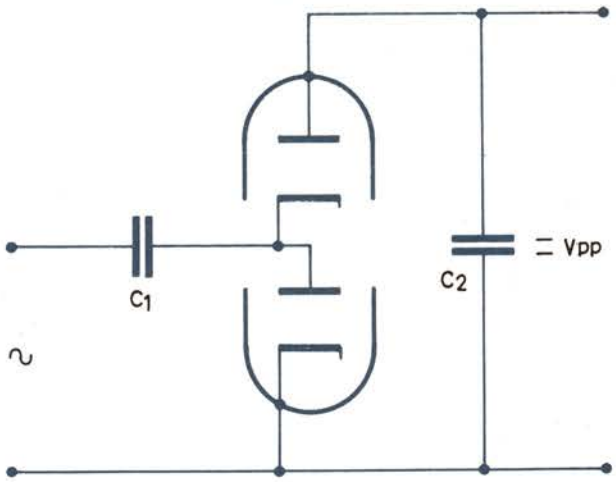
Para medir tensiones más altas, se utiliza un dispositivo similar equipado con diodos termoiónicos.

Una disposición frecuente es la indicada en la figura.

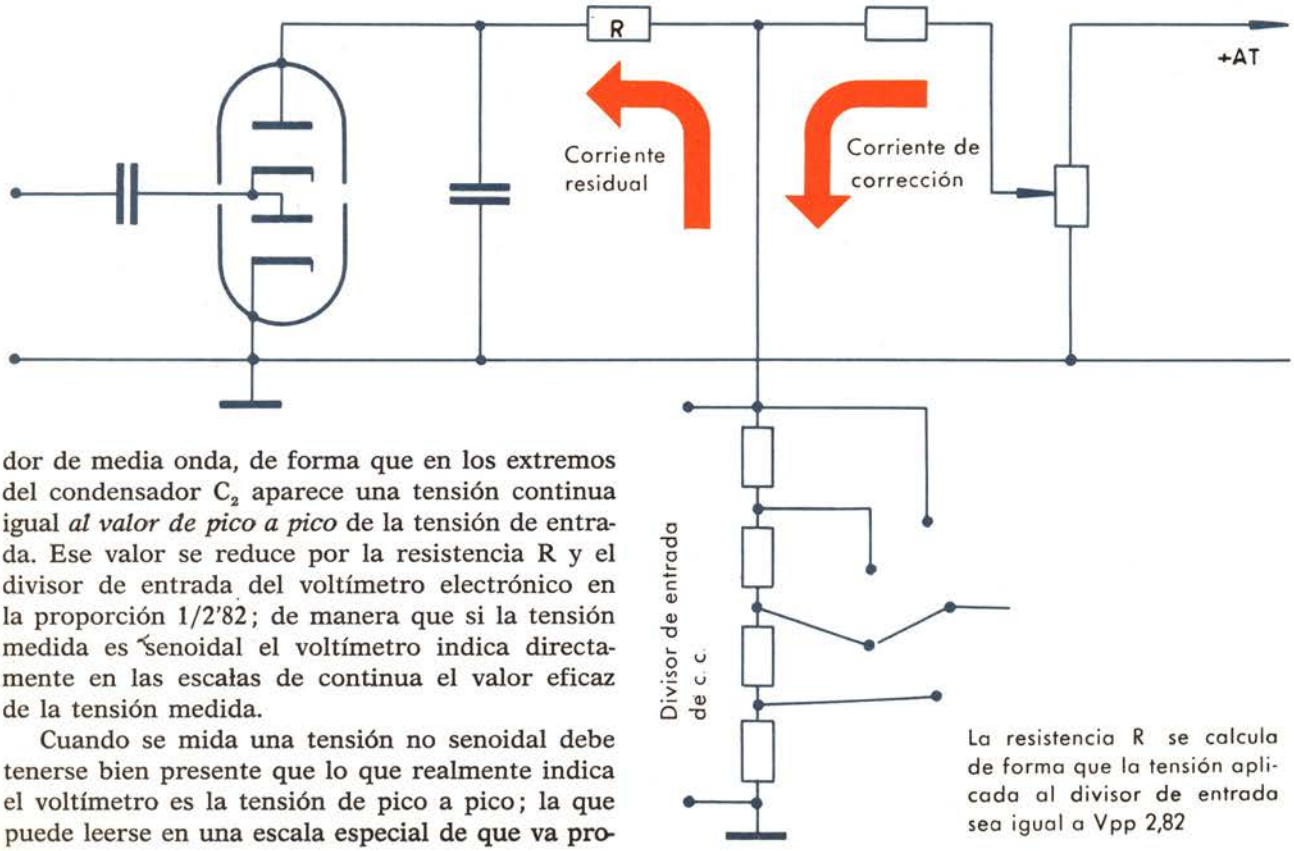
El doble diodo 6AL5 está montado como doblador de media onda, de forma que en los extremos del condensador C_2 aparece una tensión continua igual *al valor de pico a pico* de la tensión de entrada. Ese valor se reduce por la resistencia R y el divisor de entrada del voltímetro electrónico en la proporción 1/2'82; de manera que si la tensión medida es senoidal el voltímetro indica directamente en las escalas de continua el valor eficaz de la tensión medida.

Cuando se mida una tensión no senoidal debe tenerse bien presente que lo que realmente indica el voltímetro es la tensión de pico a pico; la que puede leerse en una escala especial de que va provisto el aparato o puede deducirse multiplicando por 2'82 las indicaciones de las escalas de continua.

Este dispositivo suele estar incluido en la misma caja que contiene el voltímetro electrónico, pues dentro del margen de frecuencias en que se puede utilizar, que se extiende aproximadamente entre 20 c/s y 1 Mc/s, la influencia del cable de medida en el circuito analizado no es tan notable como en frecuencias superiores.



Rectificador doblador de media onda. La tensión continua de salida es igual al valor de pico a pico de la tensión alterna de entrada.



La resistencia R se calcula de forma que la tensión aplicada al divisor de entrada sea igual a Vpp 2,82

El empleo de diodos termiónicos ofrece cierto inconveniente debido a que algunos de los electrones, que son expulsados con más energía del cátodo por efecto termiónico, alcanzan la placa incluso aunque no se le haya aplicado ningún potencial. Por esta causa, en ausencia de señal, las placas del doble diodo serían ligeramente negativas, lo que daría origen a cierto error en las medidas.

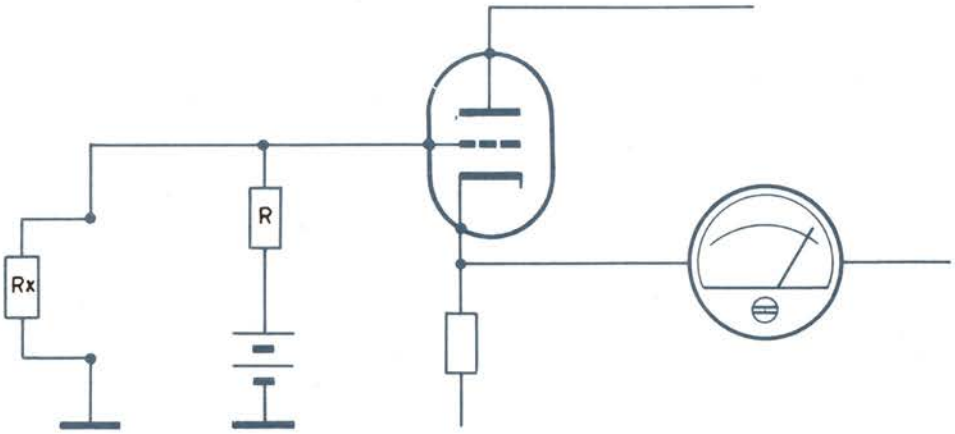
Para evitarlo se deriva sobre el divisor de entrada del voltímetro, y a partir de la tensión de alimentación, una débil corriente de sentido contrario a la creada por el potencial negativo de la placa del diodo; y se ajusta su valor hasta que los efectos de ambas se anulen mutuamente. La figura muestra cómo se incluye este dispositivo de corrección.

MEDICION DE RESISTENCIAS

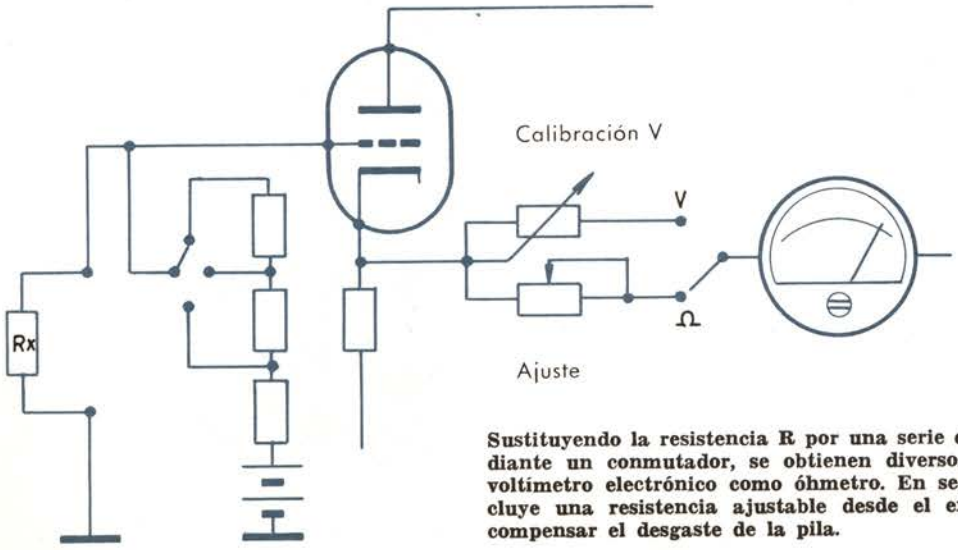
Para hacer más útil el voltímetro electrónico, tanto en el laboratorio como en el taller de electrónica, se le suele dotar de un circuito para la medición de resistencias. De hecho, la única ventaja del voltímetro electrónico respecto al téster es que con aquél se consiguen alcances mayores: puede medir resistencias de hasta 1000 MΩ.

Todos los circuitos para la medición de resistencias con voltímetro electrónico se basan en el mismo principio. Este consiste en aplicar cierta tensión, por lo general muy baja, entre los extremos de un divisor de tensión formado por una resistencia conocida y la resistencia problema. Midiendo la tensión entre extremos de la resistencia problema se puede deducir el valor de ésta. La figura corresponde al esquema de principio de este montaje.

Con la calibración adecuada de la escala del instrumento puede obtenerse una lectura directa del valor de la resistencia problema.



Circuito básico para la medición de resistencias mediante el voltímetro electrónico.



Sustituyendo la resistencia R por una serie de resistencias seleccionables mediante un conmutador, se obtienen diversos alcances en la utilización del voltímetro electrónico como óhmetro. En serie como el galvanómetro se incluye una resistencia ajustable desde el exterior (Ajuste Ω) que permite compensar el desgaste de la pila.

Para obtener diversas escalas de sensibilidad basta con sustituir la resistencia R por otra que sea de valor adecuado para no tener que efectuar nunca la lectura en los extremos de la escala, donde la precisión es mucho menor.

Observe que en el circuito indicado cuanto mayor sea la resistencia R_x mayor es la tensión entre sus extremos, y por tanto mayor el desplazamiento de la aguja del voltímetro. Resulta, pues, que, a diferencia del polímetro universal, en el voltímetro electrónico el cero de la escala de ohmios se encuentra a la izquierda y el infinito a la derecha.

Por tanto, cuando un voltímetro electrónico está preparado para medir resistencias, la aguja está desplazada totalmente a la derecha cuando las puntas de prueba están separadas, y totalmente a la izquierda cuando las puntas de prueba están en cortocircuito.

La pila se desgasta con el uso y sería incapaz de desviar la aguja a fondo de escala cuando las puntas están en circuito cerrado. Para compensar este desgaste, el ajuste de sensibilidad del galvanómetro es accesible desde el exterior.

Antes de proceder a efectuar cualquier medición de resistencia con un voltímetro a válvula, es preciso ajustar el cero de la escala mediante el potenciómetro de ajuste de equilibrio —operación durante la cual las puntas de prueba deben estar cortocircuitadas— y ajustar el infinito de la escala por medio del control de sensibilidad —operación durante la cual las puntas deben estar en circuito abierto.

Ambos controles tienen botones de mando exteriores. El primero suele indicarse «Ajuste de cero» y el segundo «Ajuste Ω».

En muchas realizaciones comerciales de voltímetros electrónicos, la pila P se sustituye por una fuente de tensión alimentada por la red; en definitiva, esto esto no altera nada de lo dicho y en cambio elimina la molestia de un recambio periódico de las pilas.

UN VOLTIMETRO ELECTRONICO COMERCIAL

A título de ejemplo incluimos una breve descripción de un voltímetro electrónico comercial (Retex VV-1), advirtiendo que la mayor parte de las realizaciones comerciales de este tipo de aparato son similares.

En el esquema general se puede observar que utiliza un puente de triodos constituido por una ECC82 y un rectificador para tensiones alternas a base del doble diodo EAA91.

La cadena de resistencias R_{10} a R_{16} constituye el divisor de tensión con que se logran diversos alcances, tanto en continua como en alterna.

Las resistencias R_6, R_7 y R_8 constituyen un divisor adicional utilizado sólo en la medición de tensiones alternas para que la tensión aplicada al diodo EAA91 no rebase el valor de 150 voltios, pues valores mayores podrían dañarle.

Con la cadena de resistencias R_{21} a R_{27} se logran diversos alcances en la medición de resistencias.

El potenciómetro R_1 con mando exterior sirve para el ajuste de equilibrio del puente. El potenciómetro R_2, también con mando exterior, ajusta el infinito de la escala de ohmios.

Los potenciómetros R_3, R_4 y R_5 sólo son accesibles abriendo la caja del aparato. Sirven, respectivamente, para la calibración en continua (R_3), en alterna (R_4) y para anular la tensión residual desarrollada en la válvula EAA91 (R_5).

El aparato está provisto de dos conmutadores uno llamado de *funciones* (CO-2) y otro de *alcances* (CO-1).

El conmutador de funciones dispone el aparato para la medida de tensiones continuas positivas o negativas, tensiones alternas y resistencias. En este modelo cumple además las funciones de interruptor general.

El conmutador de alcances abarca los siguientes márgenes de medida:

Tensiones continuas (precisión 3 %):

1'5 - 5 - 15 - 50 - 150 - 500 - 1500 voltios.

Voltímetro a válvula Retex VV-1.

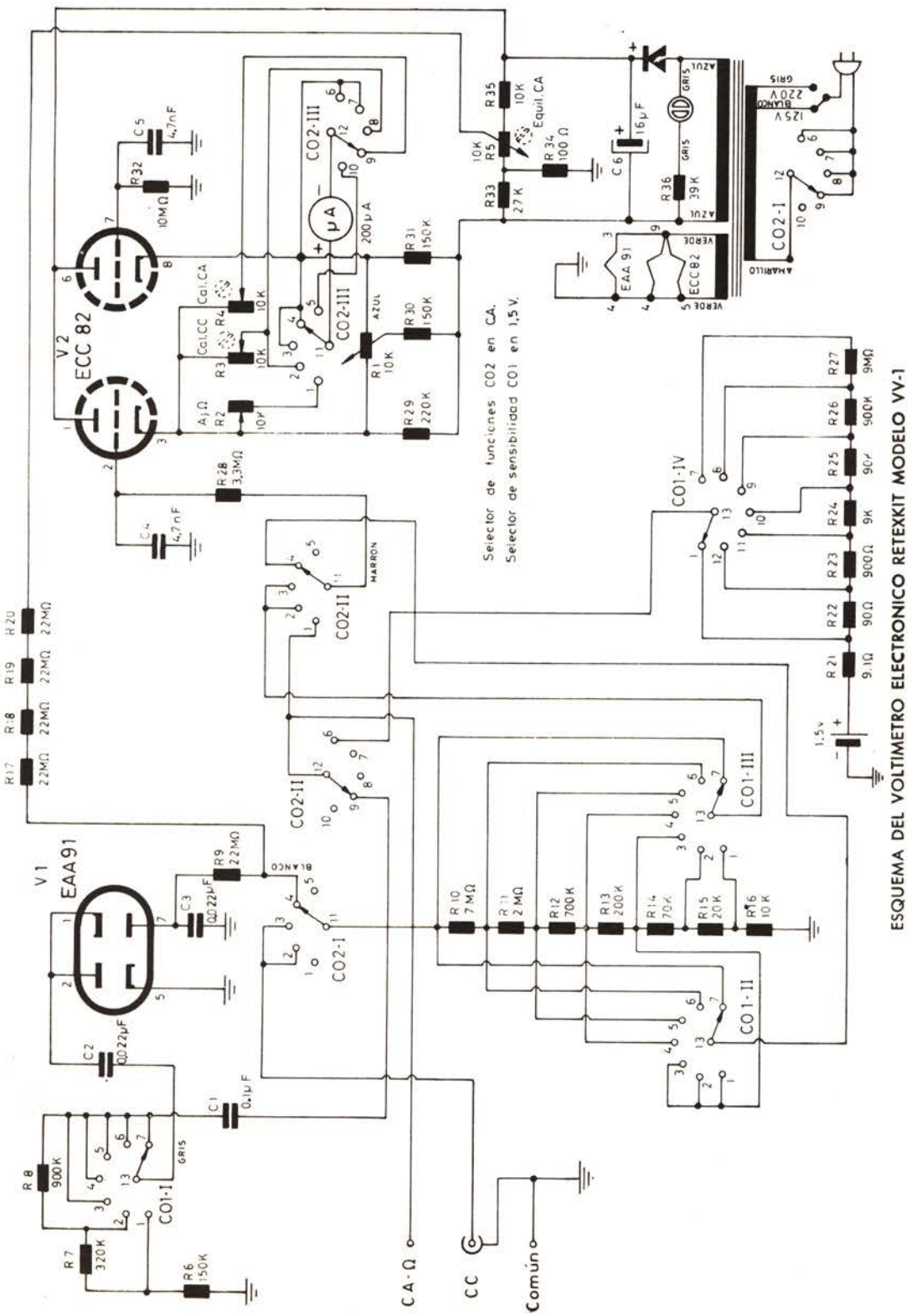
Tensiones alternas (precisión ± 5 %) de 25 c/s a 7 Mc/s:

1'5 - 5 - 15 - 50 150 - 500 - 1500 $V_{eff.}$

Resistencias (valor centro de escala):
10 Ω - 100 Ω - 1 KΩ -
10 KΩ - 100 KΩ - 10 MΩ.

Pueden añadirse sondas de alta frecuencia y alta tensión, como las descritas anteriormente, que extienden el alcance en continua hasta 30.000 voltios y el alcance en frecuencia hasta 250 Mc/s.

Como se ve, a pesar de tratarse de un aparato relativamente sencillo sus posibilidades son muy amplias.



MANEJO DEL VOLTIMETRO ELECTRONICO

Las instrucciones para el manejo del voltímetro electrónico son dadas por el fabricante con toda clase de detalles.

Sólo vamos a indicar, por tanto, el método general, común, con pocas variantes, a casi todos los aparatos:

* Conectar el aparato a la red de distribución de energía y poner el interruptor en la posición de encendido. Es conveniente que el tiempo de caldeo sea algo largo para que el funcionamiento sea estable y obtener la máxima precisión. Para algunos aparatos se recomienda hasta media hora de caldeo.
* Poner el conmutador de funciones en la posición deseada: alterna, continua positiva, continua negativa, óhmetro.
* Ajustar el potenciómetro de equilibrio para cero voltios si se trata de medir tensiones. Ajustar los valores cero e infinito, si se trata de medir resistencias.
* Conectar la sonda adecuada si es necesario. Es preciso tener en cuenta que algunas sondas utilizan válvulas termoiónicas y requieren un tiempo de caldeo razonable.
* Unir la masa del voltímetro electrónico a la del aparato bajo prueba.
* Conectar la punta de prueba o sonda al punto conveniente del circuito en estudio.
* Efectuar la lectura.

Hay que cuidar que no queden en cortocircuito durante largo tiempo las puntas de prueba cuando el aparato está en función de óhmetro, para evitar la descarga de la pila (si la hay).

También es conveniente cerciorarse periódicamente de que la pila no inicie su descomposición, pues las sustancias que rebosan podrían dañar gravemente al voltímetro electrónico.

MICROVOLTIMETROS ELECTRONICOS

Los voltímetros electrónicos del tipo que acabamos de describir rara vez ofrecen una sensibilidad mayor que 1'5 voltios a fondo de escala, valor insuficiente para algunos trabajos de laboratorio.

Los trabajos en alta frecuencia y en Hi-Fi requieren en ocasiones medir *tensiones alternas* del orden de 1 microvoltio o de 1 milivoltio. También de esos órdenes son a veces las *tensiones continuas* que han de medirse en algunas experiencias con semiconductores o en los trabajos generales de laboratorio.

Tanto en un caso como en otro se resuelve el problema dotando al instrumento de medida de un amplificador de varios pasos, con que se aumenta la sensibilidad hasta el nivel deseado.

Ahora bien, las cuestiones que plantea la construcción y diseño de esos amplificadores son notablemente distintas según que las tensiones a medir sean continuas o alternas.

MICROVOLTIMETROS DE ALTERNA

Un microvoltímetro o milivoltímetro para alterna está constituido, en el caso más frecuente, por un amplificador para alterna con acoplamiento por resistencia-capacidad entre diversos pasos, por un rectificador (generalmente un puente de diodos) que convierte en continua la señal de salida del amplificador, y por un galvanómetro de cuadro móvil que mide esa señal. El amplificador de este tipo de aparato debe satisfacer básicamente la condición de que su ganancia sea constante para que se mantenga la calibración.

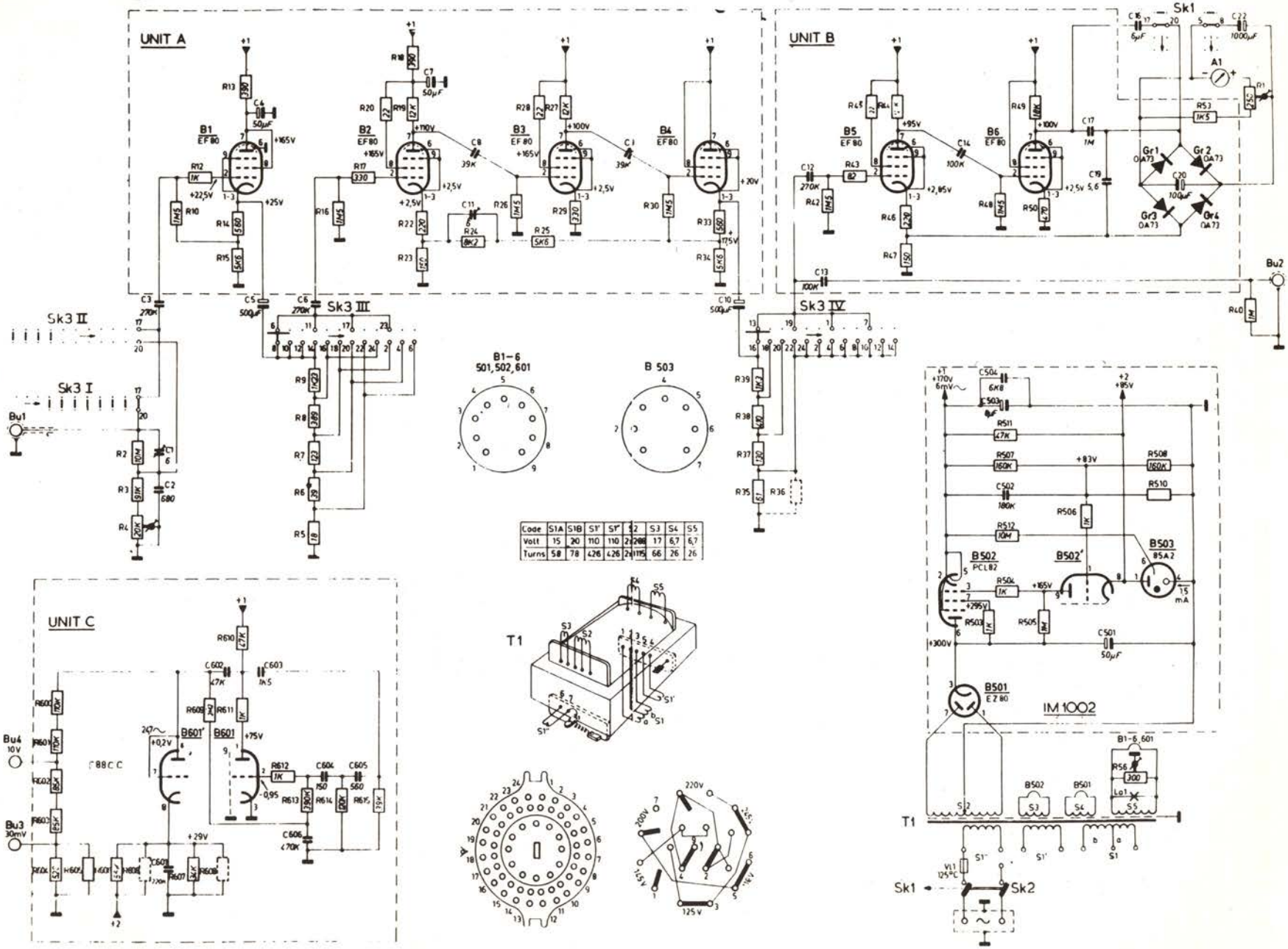
Las dos principales causas que pueden influir en la ganancia de un amplificador son las variaciones de la tensión de red, que ocasionan variaciones en las condiciones de trabajo de las válvulas, y el envejecimiento de esas válvulas, que ocasiona una disminución de sus coeficientes de amplificación.

Ambas causas pueden combatirse eficazmente aplicando al amplificador una fuente de realimentación negativa.

Adicionalmente, en los equipos de calidad se neutralizan las variaciones de tensión de la red equipándolos con un dispositivo estabilizador de la tensión de alimentación. (El funcionamiento de estos dispositivos estabilizadores se estudia en la lección siguiente.)

Otras condiciones deseables en este tipo de amplificador son que tenga una impedancia de entrada relativamente alta (1 MΩ o más), una sensibilidad elevada y una banda pasante lo más ancha posible (de 10 c/s a 100 Kc/s suele ser suficiente).

Como ejemplo de realización comercial incluimos aquí el esquema del milivoltímetro Philips GM 6012.


UNIT A
UNIT B
UNIT C
IM 1002
B1-6
501,502,601
B 503
Sk3 I
Sk3 II
Sk3 III
Sk3 IV
Sk1
Sk2
T1
Bu1
Bu2
Bu3
Bu4
B1
EF80
B2
EF80
B3
EF80
B4
EF80
B5
EF80
B6
EF80
B601
B601
B502
PCL82
B502
B503
85A2
B501
EZ80
Gr1
OA73
Gr2
OA73
Gr3
OA73
Gr4
OA73
A1
P1
R53
1K5
C22
1000µF
C16
6µF
C17
1M
C19
5,6
C20
100µF
C13
100K
R40
1M
C3
270K
C5
500µF
C6
270K
C10
500µF
C7
50µF
C4
50µF
C8
39K
C11
39K
C14
100K
R24
8K2
R25
5K6
R34
5K6
R12
1K
R14
560
R15
5K6
R10
1M5
R16
1M5
R26
1M5
R30
1M5
R42
1M5
R48
1M5
R50
470
R46
470
R47
150
R22
220
R23
150
R29
470
R33
560
R35
61
R36
R2
10M
R3
51K
R4
20K
C1
6
C2
680
R5
18
R6
39
R7
127
R8
180
R9
1K22
R35
61
R36
R37
120
R38
180
R39
1K2
R43
82
R44
1K
R45
22
R49
10K
R18
390
R19
12K
R20
22
R27
12K
R28
22
R13
390
R17
330
R31
1K
R32
1K
R33
560
R34
5K6
R41
1K
R42
1M5
R43
82
R44
1K
R45
22
R46
470
R47
150
R48
1M5
R49
10K
R50
470
R51
1K
R52
1K
R53
1K5
R54
1K
R55
1K
R56
300
Lo1
R501
1K
R502
1K
R503
1K
R504
1K
R505
1M
R506
1K
R507
160K
R508
160K
R509
R510
R511
47K
R512
10M
C501
50µF
C502
180K
C503
8µF
C504
6K8
C505
C601
C602
47K
C603
1M5
C604
150
C605
560
C606
470K
C607
R601
R602
R603
R604
R605
R606
R607
R608
R609
R610
47K
R611
1K
R612
1K
R613
180K
R614
120K
R615
15K
R616
R617
R618
R619
R620
R621
R622
R623
R624
R625
R626
R627
R628
R629
R630
R631
R632
R633
R634
R635
R636
R637
R638
R639
R640
R641
R642
R643
R644
R645
R646
R647
R648
R649
R650
R651
R652
R653
R654
R655

Está compuesto por un amplificador de seis pasos repartidos en dos unidades. La unidad A está formada por cuatro pasos e incluye los divisores de tensión que dan diversos alcances al aparato. Un lazo de realimentación negativa situado entre los pasos cuarto y segundo, constituido por R_{25} y C_{11}, proporciona gran estabilidad al amplificador.

La unidad B está formada por los dos pasos restantes y el rectificador.

La fuente de alimentación incluye un circuito electrónico, a base de pentodo-triodo PCL82, cuyo fin es estabilizar las tensiones de alimentación.

El aparato incluye además una última unidad, la C_1, que es un pequeño oscilador que proporciona dos tensiones de valor conocido —una de 30 mV y otra de 10 V— con ayuda de las cuales puede calibrarse el aparato cuantas veces se crea conveniente.

El aparato dispone en total de doce márgenes de medida. La desviación a plena escala se consigue en el primer margen con 1 mV de tensión de entrada y en el último con 300 V.

El margen de frecuencias en que puede utilizarse el aparato se extiende desde 2 c/s a 1 Mc/s.

La impedancia de entrada del amplificador es equivalente a una resistencia de 4 MΩ en paralelo con una capacidad de 20 pF para tensiones de hasta 3 V. Para tensiones superiores la impedancia es de 10 MΩ, con una capacidad de 10 pF.

MICROVOLTIMETROS DE CONTINUA

En principio un microvoltímetro para continua podría estar constitutido por un amplificador de continua y un galvanómetro para medir la tensión de salida. A fin de obtener la sensibilidad necesaria, el amplificador habría de ser de varios pasos; pero por desgracia los amplificadores de varios pasos acoplados en continua ofrecen notables inconvenientes por lo que se refiere a conseguir un funcionamiento estable.

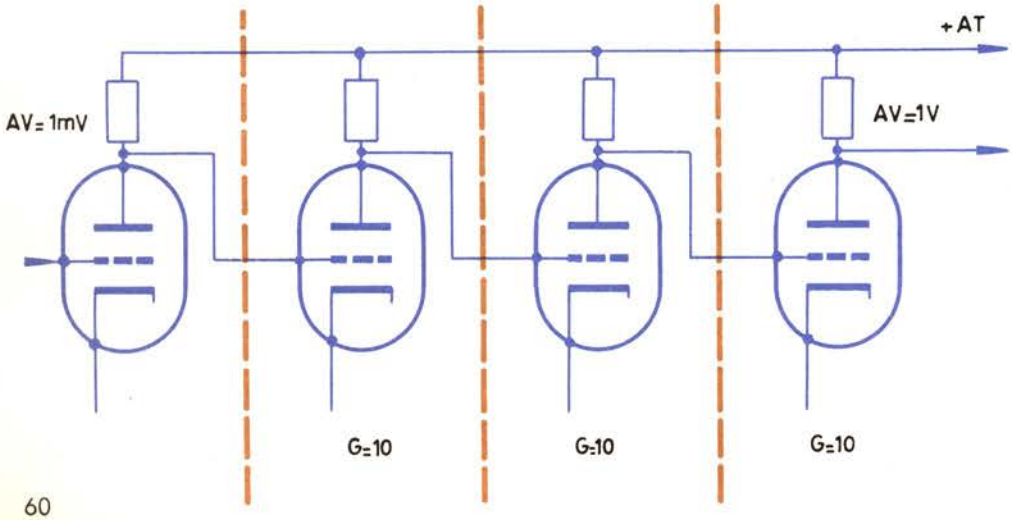
El inconveniente básico es la *deriva de cero*.

Se llama deriva de cero a un fenómeno por el cual la tensión de salida de un amplificador de continua varía lentamente con el tiempo aunque la tensión aplicada a la entrada sea rigurosamente constante. En particular, los amplificadores de continua, por causa de la deriva de cero, presentan una señal de salida lentamente variable aunque la tensión de entrada sea nula. Esa tensión errática de salida puede anularse momentáneamente ajustando las condiciones de trabajo del amplificador, pero vuelve a aparecer al cabo de poco tiempo.

Se comprende que si el fenómeno indicado es muy acusado, los amplificadores de continua de varios pasos resultan muy poco adecuados como instrumentos de medida.

La causa principal de la deriva de cero es la variación de las tensiones de alimentación.

En un amplificador de alterna esas variaciones únicamente pueden repercutir en la ganancia del amplificador; pero basta con mantenerlas dentro de límites sólo relativamente pequeños para que ese efecto sea despreciable. En los amplificadores de continua, en cambio, debido a la unión directa entre los diversos pasos, las variaciones de las tensiones de alimentación tienen el mismo efecto que las señales aplicadas a la entrada.



En los amplificadores acoplados en continua las variaciones de la tensión de alimentación aparecen como falsas señales a la salida.

Supongamos, por vía de ejemplo, un amplificador de cuatro pasos acoplados en continua, cada uno con una ganancia G = 10, que por cualquier causa (variación de la tensión de red, por ejemplo) han variado las tensiones de alimentación de manera que la de placa del primer paso ha experimentado una variación de *sólo un* milivoltio.

Esa variación se aplica directamente a la rejilla del paso siguiente y se amplifica por él y sucesivamente por los pasos restantes, con lo que experimenta un aumento de amplitud de $10 \times \times 10 \times 10 = 1000$ veces. Es decir, que la variación de 1 mV en la tensión de placa del primer paso se ha convertido en 1 V de tensión de salida.

Ni que decir tiene que en un amplificador de alterna las variaciones de ese orden en las tensiones de alimentación carecen de efecto apreciable su funcionamiento.

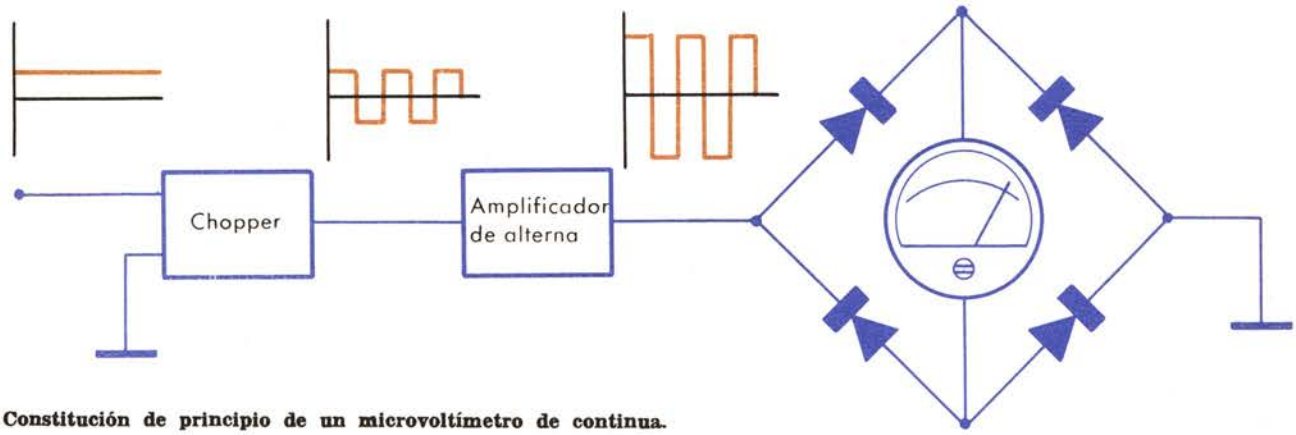
No sólo las variaciones de las tensiones de placa, sino también las de filamento, o los cambios de temperatura, o en general cualquier circunstancia que modifique las condiciones de trabajo de las válvulas, contribuyen a la deriva de cero de los amplificadores de continua, de forma que ese fenómeno resulta difícil de eliminar.

A pesar de esas dificultades, se puede construir amplificadores de continua con gran sensibilidad y con una deriva de cero reducida a extremos sin importancia; pero para la finalidad que nos ocupa, es decir, para aumentar la sensibilidad de un galvanómetro en la medición de tensiones continuas, suele preferirse otra solución.

Esa solución consiste en convertir la tensión continua a medir en una tensión alterna, aumentar la amplitud de esa señal mediante un amplificador de alterna y rectificarla a continuación antes de aplicarla a un galvanómetro de cuadro móvil.

La solución recién explicada tiene la evidente ventaja de simplificar notablemente la construcción del amplificador de medida. De hecho el amplificador puede ser en este caso más sencillo que los utilizados en el milivoltímetro de alterna, pues aquí la frecuencia de la señal que ha de amplificarse es constante y muy baja (suele estar comprendida alrededor de 100 c/s).

En consecuencia, el ancho de banda del amplificador puede ser muy pequeño (lo que hace posible utilizar resistencias de placa de valor elevado y conseguir por tanto gran amplificación en cada paso. Un amplificador de este tipo puede ofrecer, por ejemplo, una sensibilidad mayor con sólo cuatro pasos que un milivoltímetro de alterna con seis.



Constitución de principio de un microvoltímetro de continua.

Aparte de ésta, que podemos considerar secundaria, la diferencia esencial entre este tipo de microvoltímetro de continua y los microvoltímetros de alterna reside en ese dispositivo que a la entrada del aparato convierte en alterna la tensión continua a medir.

Tal dispositivo suele ser conocido con el nombre inglés de *chopper*. Está constituido la mayoría de las veces por un simple vibrador mecánico accionado por un oscilador electrónico.

El esquema de principio es el indicado en la figura. Un oscilador aplica impulsos periódicos a la bobina de un electroimán, el cual atrae a una pequeña lengüeta móvil cuyo movimiento de recuperación puede conseguirse mediante un muelle.

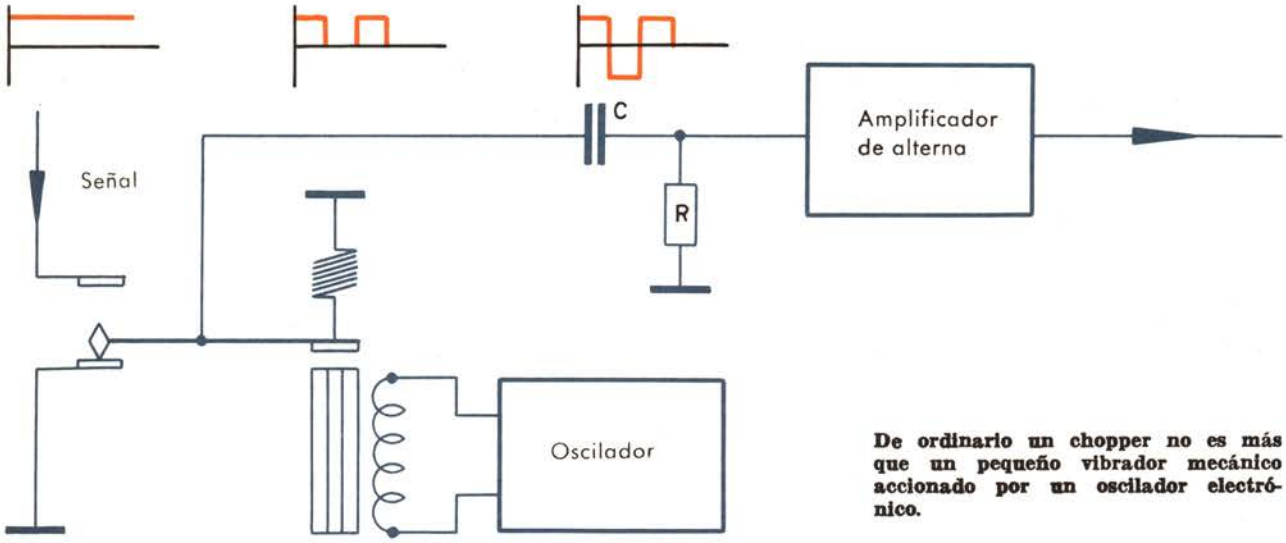
De esta forma la lengüeta, que está conectada a la entrada del amplificador, hace periódicamente contacto con el electrodo al que se aplica la

tensión a medir, o con masa. De hecho, pues, se aplica al amplificador una serie de impulsos que una vez han atravesado el primer grupo R-C del amplificador quedan convertidos en una señal alterna de perfil rectangular.

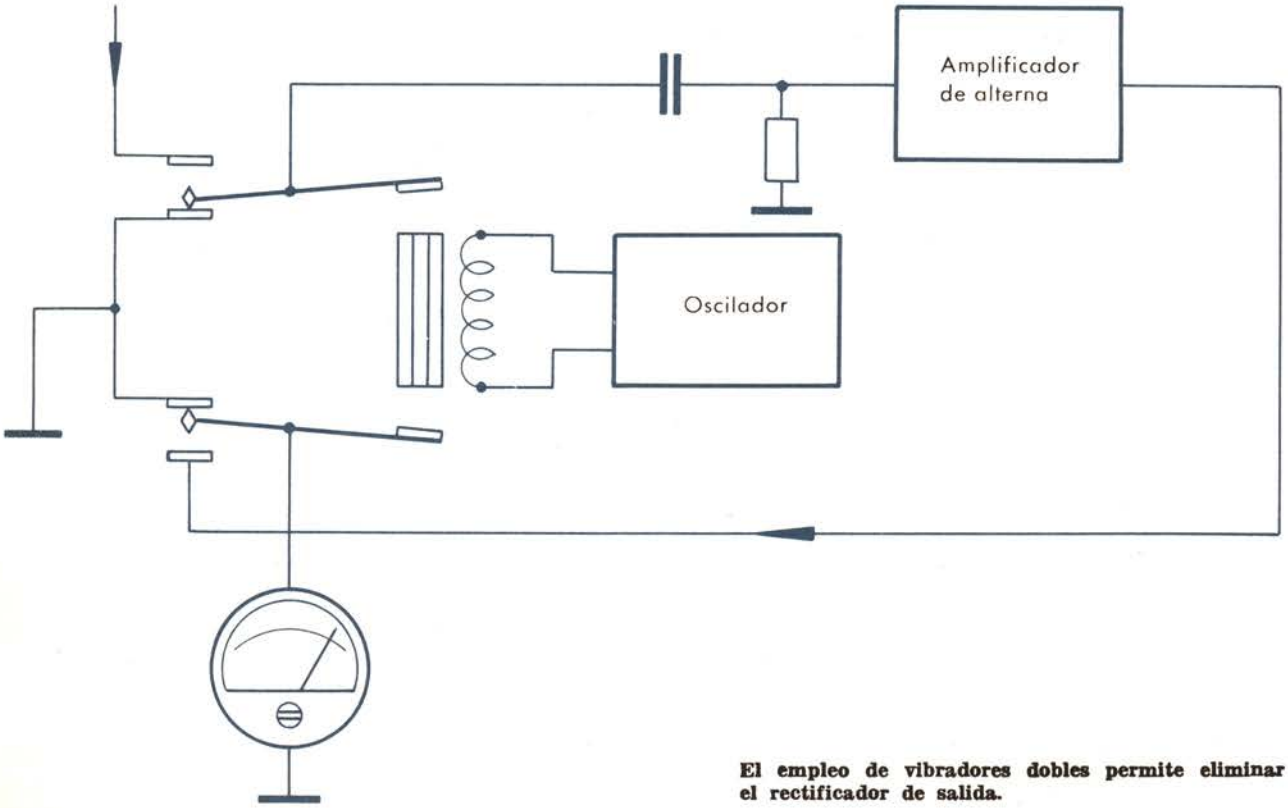
En ocasiones el vibrador está provisto de una segunda lengüeta a través de la cual se aplica la señal de salida al galvanómetro. Dado que esta segunda lengüeta se mueve simultáneamente con la primera, el galvanómetro está conectado a la salida del amplificador sólo durante los semiperíodos positivos o los negativos, y en definitiva se hace innecesario el uso del rectificador de salida.

Como ejemplo de realización comercial incluimos el esquema del microvoltímetro GM 6020 de Philips.

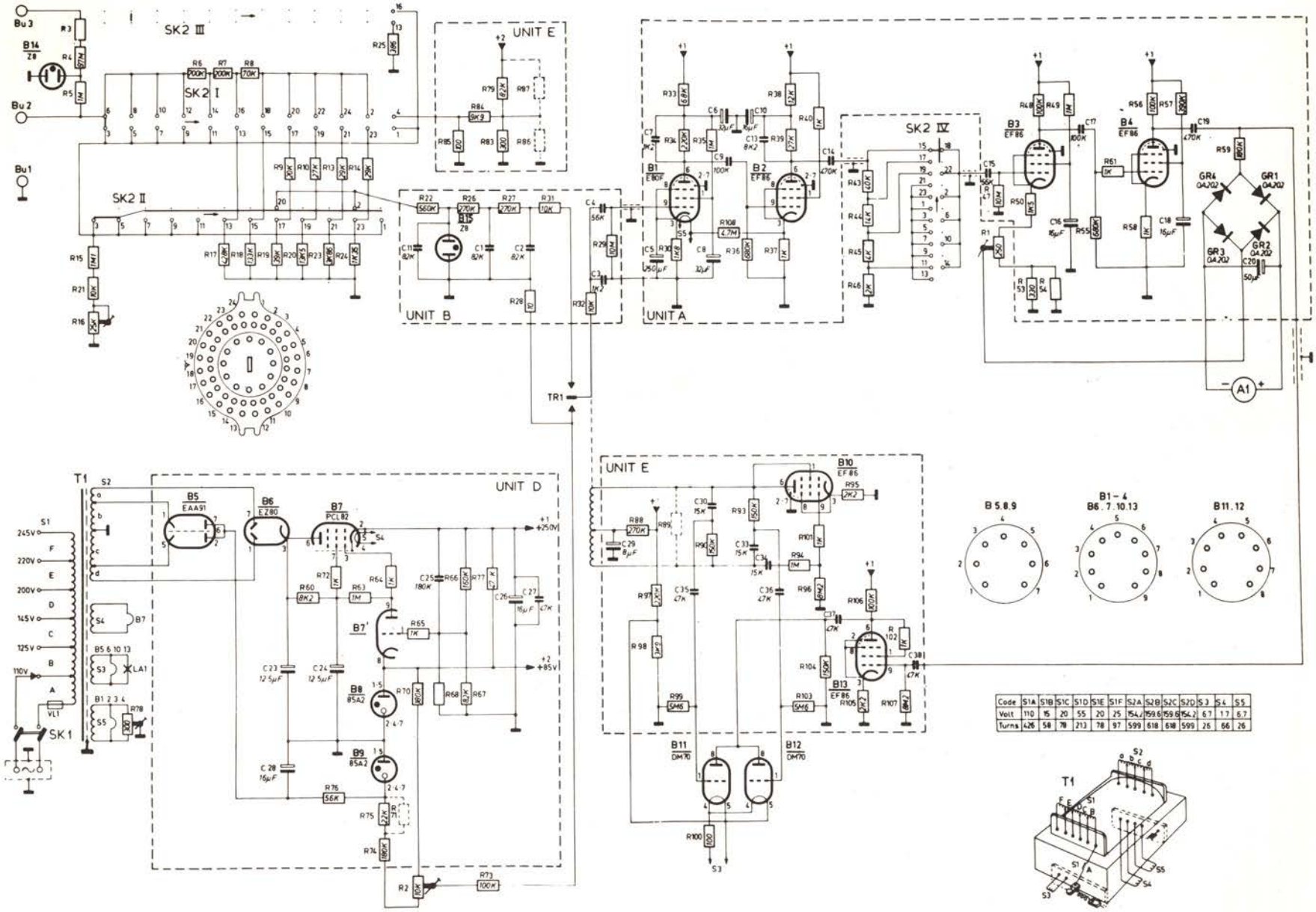
El amplificador de medida tiene cuatro pasos equipados con pentodos. El rectificador final es un puente de diodos de silicio.



De ordinario un chopper no es más que un pequeño vibrador mecánico accionado por un oscilador electrónico.



El empleo de vibradores dobles permite eliminar el rectificador de salida.



Code	S1A	S1B	S1C	S1D	S1E	S1F	S2A	S2B	S2C	S2D	S3	S4	S5
Volt	110	15	20	55	20	25	154,2	159,6	159,6	154,2	6,7	1,7	6,7
Turns	426	58	78	213	78	97	599	618	618	599	26	66	26

Microvoltímetro Philips GM 6020

El vibrador TR_1 está accionado por una válvula B_{10} (EF86) montada como oscilador.

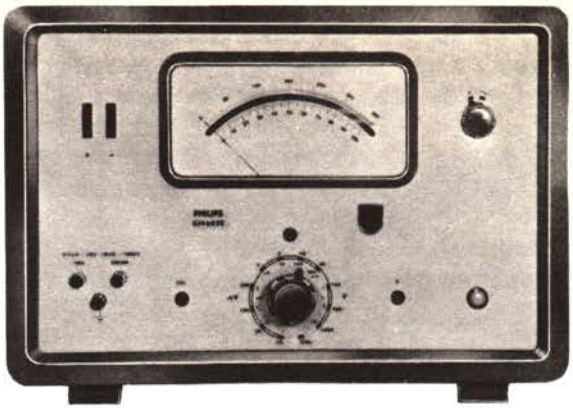
Las válvulas B_{11} son dos indicadores catódicos que señalan la polaridad de la tensión medida.

La unidad D es la fuente de alimentación estabilizada; la unidad E es un divisor de tensión que suministra tensiones de referencia para la calibración del aparato.

El instrumento tiene catorce márgenes de medición.

En el más sensible, la desviación a fondo de escala se consigue con 100 μV (microvoltios), y en el de mayor alcance con 1000 V.

Para lecturas hasta 10 MV la resistencia de entrada es de 1 MΩ.



Microvoltímetro GM 6020.

VOLTIMETROS PARA VALORES EFICACES

Debemos recordar que los voltímetros y milivoltímetros para alterna que hasta el momento hemos estudiado, aunque están calibrados en valores eficaces, miden de hecho valores de pico, y por tanto su calibración únicamente es correcta si las señales son senoidales.

Cuando se precisa medir valores eficaces de formas de onda distinta de la senoidal se utilizan voltímetros electrónicos de diseño especial.

Escapa al alcance de este Curso la explicación detallada de un voltímetro de valores eficaces, por lo que nos limitaremos a mencionar su existencia. En general, su funcionamiento se basa en las propiedades no lineales de ciertas resistencias. En otras ocasiones estos aparatos se basan en la no linealidad de los elementos rectificadores.

Estas propiedades no lineales por lo general son poco estables a través del tiempo, por lo que estos aparatos tienen que ser recalibrados con cierta frecuencia.

Su uso queda, por ésta y otras razones, limitado a laboratorios altamente especializados.

Voltímetro electrónico para valores eficaces Ballantine. El margen de frecuencias en que es utilizable se extiende desde 10 Kc/s a 20 Mc/s; el margen de tensiones se extiende entre 300 μV y 330 V.

pH-METRO.- (pehachimetro)

Existe un aparato electrónico de medición que, aunque no está destinado al laboratorio electrónico, creemos de interés incluir en este Curso, ya que su fundamento es análogo al del voltímetro electrónico. Por otra parte, ningún técnico en electrónica que se precie de tal debe ignorar su funcionamiento, ya que su uso está ampliamente generalizado tanto en el laboratorio como en la industria química. Este aparato es el pH-metro.

Una característica química muy importante de una disolución electrolítica es su carácter ácido o básico. El estudio detallado de la naturaleza de este fenómeno escapa por completo a la pretensión de este Curso; sí diremos, sin embargo, que para medir esta característica se ideó la escala de pH, cuyas unidades van de 0 a 14, siendo el pH 7 el que corresponde a una disolución neutra.

0 1 2 3 4 5 6 7 8 9 10 11 12 13 14

ACIDO NEUTRO ALCALINO

Existen métodos químicos para la determinación del pH, pero el método más preciso y generalizado por su comodidad es el empleo del pH-metro.

La medición del pH por este método se basa en la introducción en la disolución de unos electrodos especiales, entre los que aparecen diferencias de potencial debidas a fenómenos electro-

químicos que dependen del pH de la disolución.

La fuerza electromotriz suministrada por los electrodos de pH es sumamente baja, y la potencia eléctrica que pueden entregar es extraordinariamente pequeña. Estos motivos hacen impracticable la medición de estas tensiones con instrumentos electromagnéticos corrientes.

Se intuye la posibilidad de efectuar la medición a través de un voltímetro electrónico; y en realidad esto es lo que se hace en un pH-metro, que no es más que un voltímetro electrónico de características apropiadas para las tensiones que se desean medir y provisto de un instrumento calibrado directamente en unidades de pH.

La medida del pH de una disolución requiere una impedancia de entrada mayor que los 10 MΩ que presentan los voltímetros electrónicos convencionales.

Con las válvulas ordinarias nos es posible, sin embargo, conseguir valores mucho más elevados a causa de la corriente de rejilla que indefectiblemente presentan. Por ello en los pH-metros —y en otros aparatos que requieren impedancias de entrada muy grande— se utilizan las llamadas *válvulas electrómetro,* cuyo diseño y construcción muy cuidados permiten reducir la corriente de rejilla a valores extraordinariamente bajos.

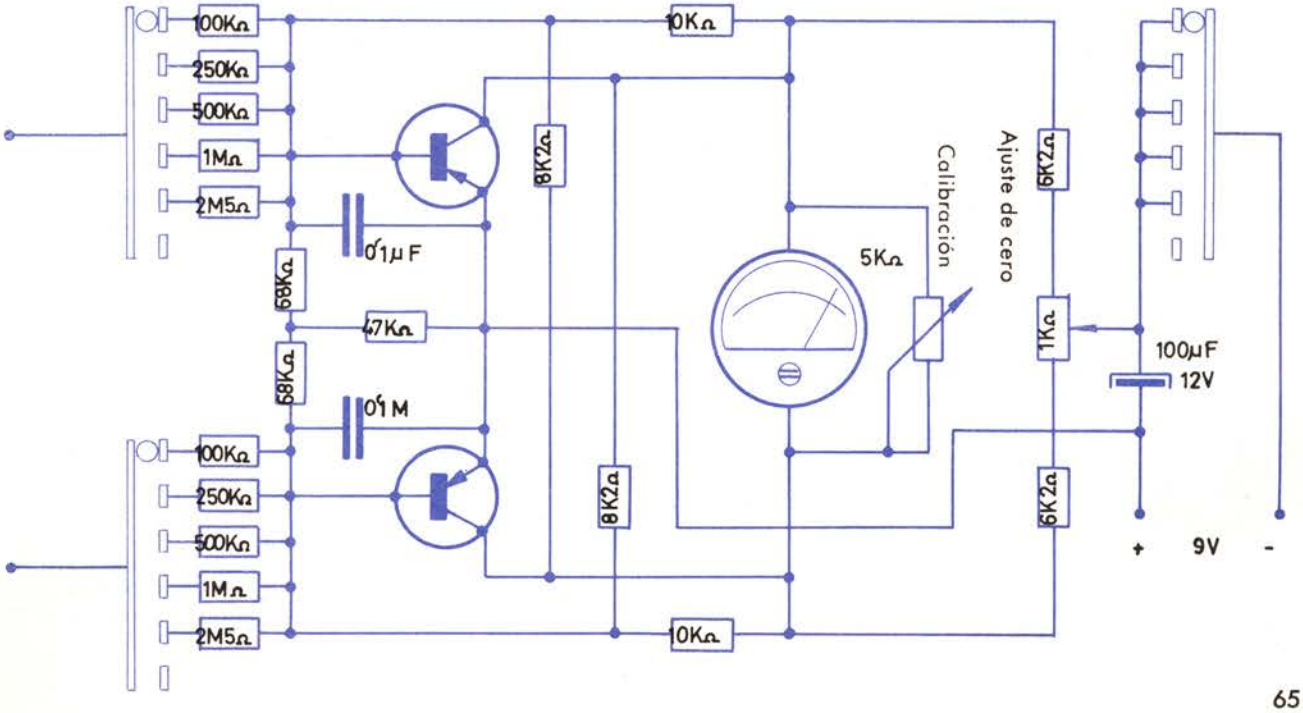
PH-metro Gri-cel. Los electrodos de medida están contenidos en la sonda que aparece al pie.

VOLTIMETROS ELECTRONICOS TRANSISTORIZADOS

La técnica de los semiconductores está invadiendo actualmente todos los campos; y los voltímetros electrónicos no son una excepción.

El principio de funcionamiento de los voltímetros electrónicos transistorizados es similar al de los equipados con válvulas termoiónicas. Así, por ejemplo, es frecuente encontrar la transposición del típico circuito puente de triodos equipado con transistores.

La diferencia más notable reside en el hecho de que, ya que los transistores deben ser gobernados por corriente y no por tensión, no se utiliza un divisor de tensión, sino una serie de resistencias en serie con la base de los transistores



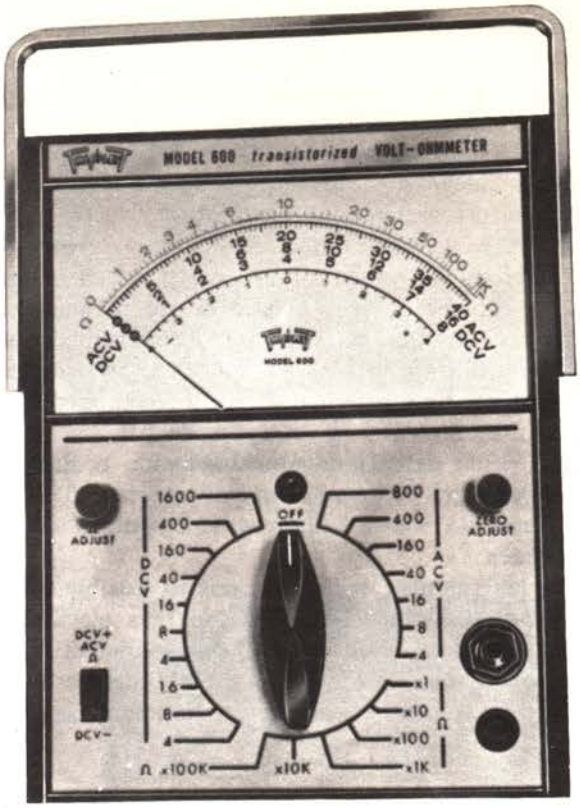
para obtener los diversos alcances a la entrada.

Este tipo de circuitos se presenta, por su sencillez, a la realización por parte del aficionado.

El esquema adjunto corresponde a un modelo construido en nuestros laboratorios con materiales del comercio. Debido al montaje en puente y a la estabilización térmica de los transistores conseguida polarizando las bases a partir de la tensión de colector, la deriva de cero es muy pequeña.

La sensibilidad del galvanómetro que era de 1000 Ω/V, queda aumentada por el circuito a 100.000 Ω/V, de manera que la resistencia de entrada es, por ejemplo, para el alcance de 200 V, de 20 MΩ. Utilizando transistores de efecto de campo es posible conseguir características similares o superiores a las obtenidas con válvulas.

En la actualidad la técnica de los voltímetros electrónicos de transistores está en pleno desarrollo, por lo que es prematuro indicar como típico un circuito comercial. Lo que sí podemos decir es que algunas de las realizaciones comerciales existentes superan a las conseguidas con válvulas.

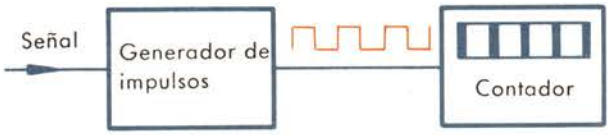


Voltímetro electrónico Triplett de transistores. Emplea transistores de efecto de campo y su impedancia de entrada es de 11 MΩ.

VOLTIMETROS DE LECTURA DIRECTA O DIGITALES

Cada día se utilizan más los llamados voltímetros digitales, que además de tener una precisión mucho mayor en las medidas ofrecen una lectura más fácil que los voltímetros de aguja.

La particularidad más aparente de este tipo de voltímetros es que las indicaciones aparecen en cifras luminosas en el panel del aparato y no mediante el desplazamiento de una aguja. En lugar de un galvanómetro, estos aparatos utilizan como indicador una serie de válvulas de neón cada una de las cuales contiene once electrodos; un ánodo



Constitución de principio de un voltímetro digital.

En los voltímetros digitales las indicaciones aparecen en cifras luminosas.

y diez cátodos. Los cátodos tienen la forma correspondiente a uno de los números del 0 al 9.

Aplicando una d.d.p. entre el ánodo y uno de los cátodos, este último se ilumina con un color rojizo y se percibe claramente la cifra correspondiente a través de la ampolla.

No podemos entrar en detalles sobre la constitución de este tipo de voltímetros, que es mucho más compleja que la de los instrumentos hasta ahora estudiados.

Viltímetro digital Solartron LM 1420.

entrada. Esos impulsos se aplican al contador y las indicaciones de éste son por consiguiente proporcionales a la tensión a medir.

Como modelo de realización comercial citaremos el voltímetro LM 1420 de Solartron, que presenta una resistencia de entrada mayor de 5000 MΩ y tiene una precisión del ± 0'05 %.

Podemos decir, sin embargo, que se componen básicamente de dos unidades: un circuito contador y un generador de impulsos.

El circuito contador es un dispositivo que indica en cifras luminosas, mediante los tubos mencionados, el número de impulsos que se aplica a su entrada.

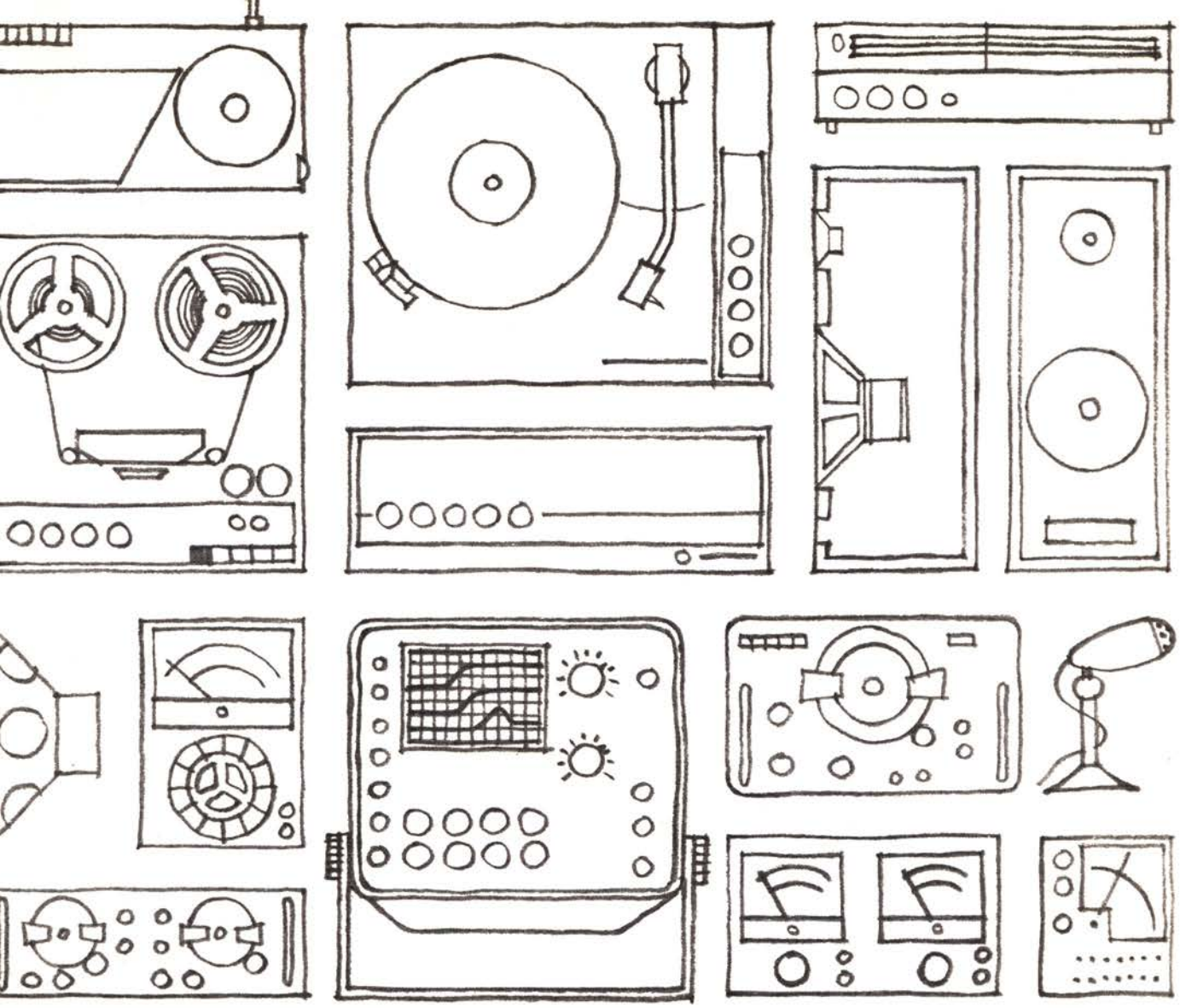
El generador libera durante un intervalo de tiempo bien determinado un número de impulsos proporcional a la tensión continua aplicada a su

Polímetro universal Schneider de tipo digital. Es capaz de medir resistencias y tesiones e intensidades alternas y continuas.

En este tipo de aparatos la medición no es continua; pero como la lectura del contador se corrige gran número de veces por segundo, esta discontinuidad no entraña ningún inconveniente.

De análoga manera se construyen miliamperímetros, óhmetros, etc., de lectura numérica, cuya precisión es extraordinariamente elevada.

* * *



LECCION 53

Fuentes de alimentación de tipo químico
Fuentes de alimentación de tipo electrónico
Utilización de pentodos como válvulas reguladoras
Diversas variantes
Fuentes de estabilización con transistores

FUENTES DE ALIMENTACION

Todo circuito electrónico requiere, para estar en condiciones de funcionamiento, que se le suministre cierta cantidad de energía eléctrica, que principalmente debe proporcionarse en forma de corriente continua, ya que está destinada a polarizar en forma adecuada los diversos electrodos de las válvulas o los transistores que forman parte del circuito. Circunstancialmente, sin embargo, el circuito puede emplear también corriente alterna para el caldeo de los filamentos de las válvulas.

Lógicamente, pues, de todo montaje electrónico debe formar parte el dispositivo que le suministre esas corrientes continuas y alternas. Ese dispositivo recibe, como ya sabemos, el nombre de FUENTE DE ALIMENTACIÓN.

En los trabajos de laboratorio o taller no resulta ni práctico ni económico preparar una fuente de alimentación para cada montaje o circuito que se pretende ensayar. Ello plantea la conveniencia de disponer de una fuente de alimentación universal, capaz de alimentar cualquier tipo de circuito cuyo funcionamiento se desee analizar.

En la presente lección indicaremos las diversas soluciones que ofrece el problema.

Tipos de fuentes de alimentación

Según hemos indicado, una fuente de alimentación es, en principio, un generador de corriente continua. Pues bien, las fuentes de alimentación empleadas en el laboratorio —salvo raras excepciones— pueden clasificarse en dos grupos:

1. Generadores de tipo químico. La energía eléctrica que suministran procede de la reacción química de los productos que contienen.

Este grupo está formado por las pilas y los acumuladores.

2. Generadores de tipo electrónico, que se limitan a transformar la corriente alterna —que suministra la red— en corriente continua de las características deseadas.

Estos generadores están constituidos por un rectificador con filtro, completado por una serie de dispositivos adicionales que confieren a la fuente unas características muy versátiles.

Condiciones que deben satisfacer las fuentes de alimentación

Las principales son las siguientes:

1. Que la corriente continua que suministran sea pura; es decir, que no esté mezclada con componentes alternas.
2. Que el valor de la tensión pueda variarse a voluntad.
3. Que una vez ajustado ese valor se mantenga constante cualesquiera que sean las condiciones de funcionamiento.
4. Que puedan suministrar una intensidad elevada.

FUENTES DE ALIMENTACION DE TIPO QUIMICO

Como hemos indicado, este apartado está constituido por las pilas y los acumuladores.

En tanto que los equipos electrónicos estaban equipados únicamente con válvulas, este tipo de fuente de alimentación era poco utilizado, pues aquéllas requieren gran cantidad de energía para su funcionamiento y además tensiones elevadas, por lo que la alimentación de los equipos de laboratorio mediante este tipo de generadores resultaba excesivamente cara.

Hoy en día, sin embargo, existe una tendencia cada vez mayor al uso de transistores en lugar de

válvulas en el instrumental de laboratorio. Los equipos así constituidos se prestan con mayor facilidad a la alimentación con pilas o acumuladores, pues, por una parte, funcionan con tensiones relativamente bajas; y por otra, la energía requerida ha quedado notablemente disminuida al eliminar el consumo que en los equipos con válvulas supone el caldeo de los filamentos.

Al mismo tiempo que la evolución de los equipos electrónicos ha reducido las exigencias que deben satisfacer las pilas y acumuladores para poder alimentarlos, la fabricación de estos elementos ha experimentado también muy notables progresos; han ido apareciendo en el mercado no sólo versiones cada vez más mejoradas de las pilas y acumuladores clásicos, sino también tipos nuevos con características verdaderamente notables.

Las pilas y acumuladores son la solución más sencilla cuando se necesita una fuente de alimentación que proporcione una tensión continua perfectamente pura y estable con el tiempo y que además sea capaz, cuando así se requiera, de suministrar una intensidad elevada.

Aparte de su sencillez, las fuentes de alimentación de tipo químico ofrecen a los aparatos que los emplean la ventaja de su independencia de la red, ventaja que es no sólo de orden práctico, sino también eléctrico, pues las conexiones con la red dan origen a la introducción de zumbidos difíciles de eliminar.

Hagamos ahora una breve descripción de los diversos tipos de pilas y acumuladores que pueden tener interés como fuentes de alimentación en el laboratorio.

Pila seca de carbón-zinc o pila Leclanché

Hasta hace unos años era la única que se encontraba en el mercado, y aún hoy sigue siendo la más popular por su extensa aplicación en los receptores portátiles de radio.

El electrodo positivo está constituido por una barra de carbón, y el negativo por un vaso cilíndrico de zinc. El electrolito es una masa pastosa que envuelve la barra de carbón y está encerrado en el vaso de zinc, cuya boca está lacrada, con lo que se forma un conjunto hermético.

La reación química entre el electrolito y los electrodos establece una diferencia de potencial que varía entre 1,5 y 1,6 V de unas unidades a otras.

Para obtener tensiones más elevadas se conectan en serie varias unidades o elementos. En el comercio se encuentran ya preparadas asociaciones de este tipo; son normales las f.e.m. de 3, 6, 9, 22,5, 45, 67,5 y 90 V.

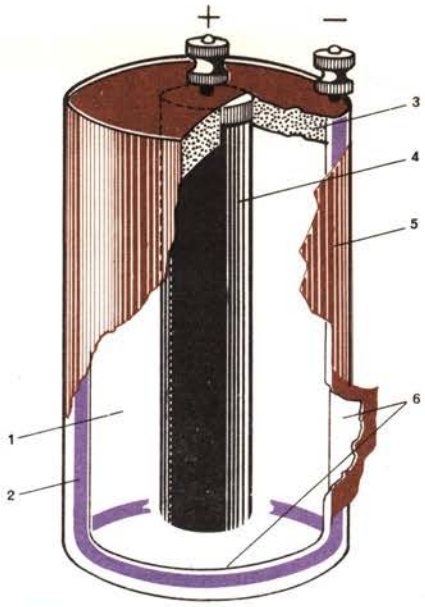


Figura 1. — Pila de carbón-zinc. 1, electrolito y despolarizador. 2, zinc. 3, cuerpo aislante. 4, carbón de retorta. 5, envoltura exterior. 6, papel saturado por el electrolito.

Aparte de su f.e.m., una pila se caracteriza por lo que se llama su «vida de servicio»: el número de horas durante las que una pila nueva puede hacer funcionar en condiciones normales el equipo que alimenta.

La vida de servicio de una pila depende de factores tales como el tiempo durante el que la pila haya estado almacenada y la temperatura de almacenamiento; la temperatura durante el servicio y la intensidad que haya de suministrar en él; que el servicio sea continuo o intermitente; la mínima tensión para la cual el equipo que alimenta opera de forma satisfactoria... y por supuesto la calidad y el tamaño de la pila.

Puesto que, aun no estando conectadas a ningún circuito exterior, las pilas se descargan interiormente, el tiempo durante el que se pueden almacenar tiene un límite, que puede estimarse, si el ambiente es seco y la temperatura no excede de 20° C, en un año aproximadamente. A temperaturas superiores el tiempo de almacenamiento debe reducirse de forma notable.

Puesto que la vida de servicio de una pila no sólo depende de la propia pila, sino también de las condiciones en que trabaja, los fabricantes suelen indicar como dato característico la vida de servicio en condiciones medias. Ese dato característico se llama capacidad de la pila; es simplemente el número de horas que la pila puede funcionar suministrando una determinada intensidad, multiplicado por esa intensidad.

Es decir, si una pila que suministra una intensidad de 100 mA se agota al cabo de 10 horas, su capacidad es de:

Capacidad = 10 × 100 = 1000 mA/h.

Pues bien, es de advertir que si a esa pila se le exige una intensidad doble —es decir, 200 mA—, el número de horas durante las cuales puede trabajar no es precisamente cinco (la mitad), sino un número bastante menor. En otras palabras: si se exige de una pila una intensidad mayor que la indicada por el fabricante, su vida de servicio resulta notablemente más corta que la que indica su capacidad.

Por consiguiente, cuando una pila haya de suministrar una intensidad importante se elegirá de tamaño suficiente para no acortar su vida de servicio de forma antieconómica.

Otro dato a tener en cuenta es que, suministrando una intensidad determinada, la vida de una pila es mucho mayor cuando el servicio es intermitente que cuando es continuo.

Los efectos de la temperatura durante el servicio de las pilas de carbón-zinc se manifiestan sobre todo por un notable acortamiento de su vida si la temperatura de funcionamiento es baja. Puede decirse que este tipo de pila no funciona a partir de cero grados centígrados.

Finalmente, otro factor que limita la vida de servicio de estas pilas de carbón-zinc es la paulatina disminución de su f.e.m. que se aprecia durante su uso. Es evidente que si la tensión de alimentación de un equipo determinado es crítica, el tiempo de vida útil de sus pilas de alimentación será relativamente breve.

Un detalle muy importante a tener en cuenta en la utilización de las pilas de carbón-zinc es que durante el uso se va consumiendo el vaso de zinc que constituye el electrodo negativo, con lo que finalmente el electrolito puede desparramarse y dañar el equipo de forma grave.

Existen modelos de pilas llamadas «blindadas» en las que el vaso de zinc está recubierto por una banda hermética de plástico; en ellas, por consiguiente, el peligro indicado es mucho menor.

De todas formas, una norma de precaución que no debe olvidarse jamás es retirar las pilas del equipo cuando éste haya de ser almacenado por largo tiempo.

Pilas de álcali-manganeso

El principio de funcionamiento de este tipo de pilas es similar al anterior. Las diferencias principales consisten en la distinta disposición de los electrodos y en que uno de ellos, el de carbón, se ha sustituido por dióxido de manganeso.

A igualdad de tamaño, la capacidad de este tipo de pila es unas dos veces mayor que la de las de carbón-zinc; además, su resistencia interna es más baja. Esta última cualidad las hace muy adecuadas para servicios en que la intensidad de suministro haya de ser elevada, pues su capacidad, a diferencia de lo que ocurre con las pilas de carbón-zinc, no se reduce excesivamente bajo condiciones de fuerte carga.

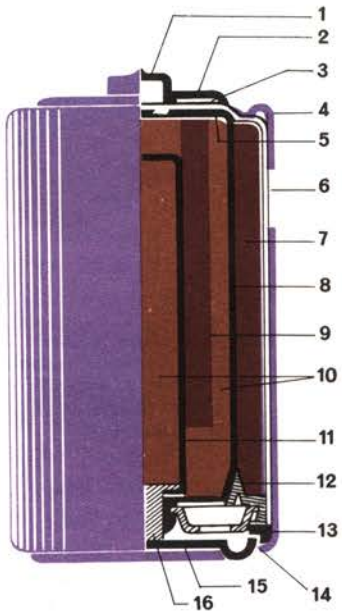


Figura 2. — Pila de álcali-manganeso. 1, capacete metálico (positivo). 2, cubierta, 3, arandela aislante. 4, funda. 5, disco aislador. 6, recipiente de acero. 7, cátodo (dióxido de manganeso). 8, separador. 9, ánodo (zinc). 10, electrolito (hidróxido potásico). 11, ánodo colector. 12, junta hermética. 13, aislador. 14, base metálica interior. 15, base metálica (negativo) exterior. 16, fijación de la base exterior.

Otra cualidad de las pilas de álcali que resulta interesante en algunas ocasiones es que pueden trabajar a temperaturas inferiores a cero grados centígrados. Por supuesto, el precio es bastante más elevado para las pilas de álcali que para las de carbón-zinc (unas cuatro veces) en relación con el de aquéllas.

Pilas de mercurio

Uno de los electrodos de estas pilas está constituido por una amalgama de zinc; el otro, por carbón y óxido de mercurio.

Las dos ventajas más importantes de esta pila son, por una parte, su gran capacidad, y por otra el que su f.e.m., que es de 1,35 V, no varía entre unas unidades y otras y se mantiene constante a lo largo de toda su vida de servicio.

Esta última cualidad hace que sea frecuente utilizar pilas de este tipo como patrón de tensión.

Como fuente de alimentación la pila de mercurio tiene el inconveniente de que su capacidad, que en principio es elevada, se reduce notable-

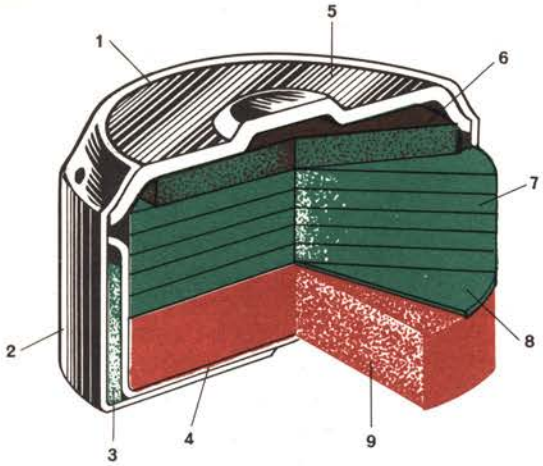


Figura 3. — Pila de mercurio. 1, junta aislante hermética. 2, envoltura de acero (+). 3, junta absorbente de seguridad. 4, recipiente interior de acero. 5, tapa de acero (—). 6, ánodo esponjoso. 7, electrolito de material absorbente. 8, separador. 9. despolarizador esponjoso.

mente en condiciones de fuerte carga. Además, su precio es más elevado que el de las pilas de álcali-manganeso.

A pesar de ello y en equipos cuya tensión de alimentación sea crítica, debido a la constancia de su f.e.m., las pilas de mercurio resultan rentables como unidades de alimentación, pues su vida de servicio es mucho más larga que la de las pilas de álcali o las de carbón-zinc.

Las pilas de mercurio no se deterioran externamente al agotarse; por tanto los equipos que las utilizan no requieren ninguna precaución especial durante el almacenamiento en los largos períodos de inactividad.

Acumuladores de plomo

A diferencia de las pilas, que deben desecharse una vez agotadas, los acumuladores pueden recargarse gran número de veces, lo que hace que su vida útil sea extraordinariamente larga.

El acumulador más conocido es el llamado de plomo; los electrodos son placas de plomo metálico cubiertas de diversos óxidos del mismo metal y el electrolito es una disolución de ácido sulfúrico en agua destilada. El conjunto está contenido en un vaso aislante y constituye lo que se llama una *célula*.

Cuando están completamente cargados, las placas de plomo presentan una f.e.m. que varía entre 2,06 y 2,14 V entre unas unidades y otras. En general, en el comercio se encuentran agrupaciones de varias células, que constituyen las llamadas baterías. Corrientemente una batería está formada por tres o seis células.

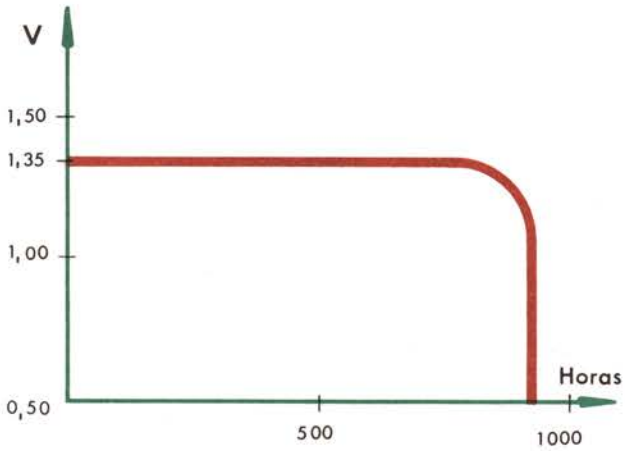


Figura 4. — Curva típica de descarga de una pila de mercurio.

La f.e.m. de un acumulador de plomo se mantiene prácticamente constante durante las descargas hasta que su capacidad se reduce aproximadamente a la mitad, y disminuye luego lentamente hasta la descarga total.

Los acumuladores de plomo pueden suministrar intensidades muy elevadas; pero son voluminosos y pesados, lo que les hace poco adecuados para alimentar aparatos portátiles.

Un inconveniente más grave todavía para ese tipo de aplicación es el hecho de utilizar un electrolito líquido —por tanto fácilmente derramable— y que es además muy corrosivo.

Puede, sin embargo, resultar interesante como

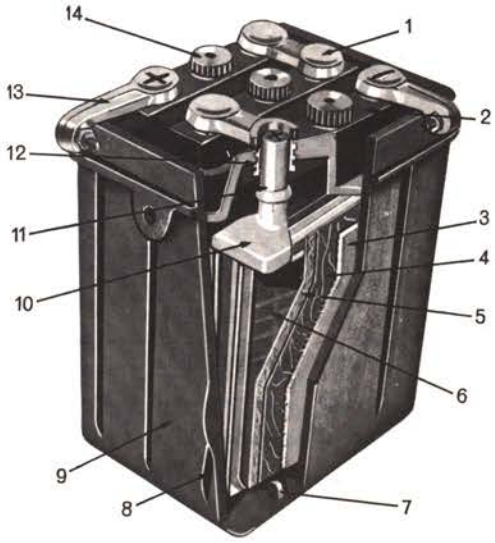


Figura 5. — Acumulador móvil. 1, conexión. 2, tapa reforzada. 3, placa negativa. 4, separador de madera. 5, separador de fibra de vidrio. 6, placa negativa. 7, apoyo de placas. 8, refuerzo del recipiente. 9, recipiente. 10, puente-soporte de placas. 11, vástago soldado al casquillo de la tapa. 12, casquillo de plomo vulcanizado en la tapa. 13, terminal de salida. 14, tapón.

fuente de alimentación fija en el laboratorio para ensayos de prototipos.

Además de los procesos periódicos de carga, los acumuladores de plomo requieren cierta vigilancia del estado de las bornas de conexión, que deben protegerse, cubriéndolas con grasa, de las emanaciones del ácido sulfúrico.

Durante el proceso de carga el acumulador desprende gran cantidad de oxígeno e hidrógeno. Como la mezcla de esos gases es detonante, conviene situar la batería en una zona bien ventilada.

Esos gases proceden de la electrolisis del agua que forma parte del electrolito; de manera que durante cada proceso de carga se evapora una parte del agua y es preciso renovarla periódicamente.

Para renovar el electrolito únicamente debe utilizarse agua destilada, pues el agua natural tiene gran cantidad de impurezas que destruyen el acumulador en poco tiempo.

Acumuladores de níquel-cadmio

El electrodo positivo de estos acumuladores está constituido por hidróxido de níquel, y el negativo por cadmio metálico. La f.e.m. es 1,3 V por elemento. Estos acumuladores requieren mucho menos entretenimiento que los del tipo de plomo. Pueden conservar su carga durante un tiempo muy largo, y se puede descargarlos con gran rapidez sin llegar a dañarlos.

Tanto en la reacción de carga como en la de descarga el electrolito permanece inalterable, por lo que no desprende gases, debido a lo cual es posible construir baterías totalmente herméticas, que pueden sustituir con ventaja —a la que se opone su precio bastante elevado— a cualquier tipo de pila en equipos de elevado consumo. Debido también a la inalterabilidad del electrolito, la f.e.m. se mantiene casi constante a lo largo del proceso de descarga, lo que constituye otra ventaja.

Se fabrican baterías de níquel-cadmio de diversas capacidad y f.e.m. total, que pueden recargarse por el mismo método que se utiliza en los acumuladores de plomo. Para las unidades de pequeña capacidad puede utilizarse como dispositivo de carga un rectificador constituido por un transformador de filamentos con secundario a 6,3 V, un diodo de selenio o silicio y una resistencia limitadora de intensidad.

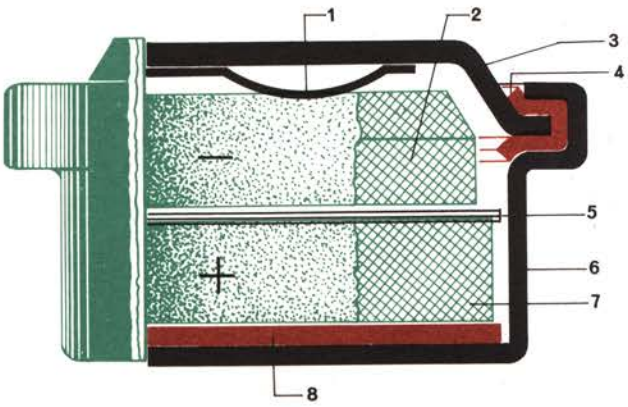


Figura 6. — Acumulador de níquel-cadmio. 1, lámina de contacto. 2, pantalla rugosa de cadmio (electrodo negativo). 3, cubierta o tapa. 4, junta aisladora. 5, separador. 6, vaso o capa. 7, pantalla rugosa de hidróxido de níquel (electrodo positivo). 8, junta de dilatación.

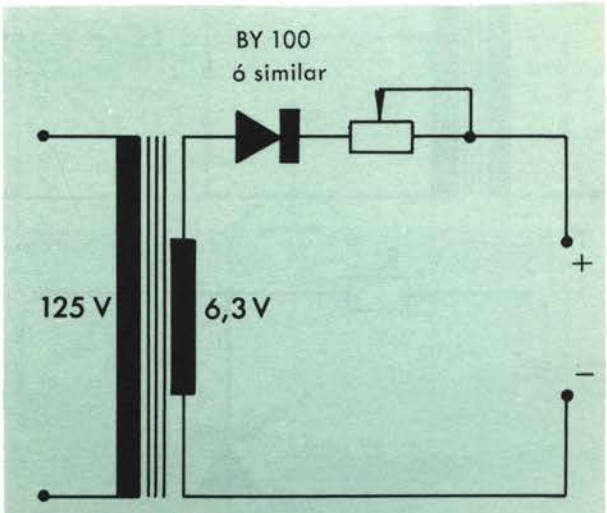


Figura 7. — Acumulador de níquel-cadmio.

FUENTES DE ALIMENTACION DE TIPO ELECTRONICO

A pesar de sus muchas cualidades, las pilas y los acumuladores no siempre resultan ser el tipo de fuente de alimentación ideal para uso en el laboratorio, a veces porque tanto las tensiones requeridas como el consumo son excesivamente elevados para que esa solución resulte económica; otras, porque la gran variedad de dispositivos a ensayar requiere la posibilidad de que la tensión suministrada por la fuente sea ajustable de forma continua, y con frecuencia por ambas razones a la vez.

Por esa razón son de uso general en los laboratorios de electrónica las llamadas *fuentes de alimentación estabilizadas*.

Las fuentes de alimentación estabilizadas son dispositivos electrónicos que convierten la energía —que la red suministra en forma de corriente alterna— en energía eléctrica en forma de corriente

continua pura, cuya tensión puede ajustarse a voluntad y que una vez ajustada es independiente de la carga conectada.

En principio, una fuente de alimentación estabilizada es un rectificador con filtro completado por un circuito electrónico, que es el que confiere a la unidad sus cualidades de estabilidad.

Partiendo, pues, de que conocemos el funcionamiento de los circuitos rectificadores y de los filtros con que van equipados, ya que han sido estudiados en lecciones anteriores, veamos en qué consiste el equipo electrónico adicional que les convierte en fuentes estabilizadas.

Estabilización mediante diodos de gas y diodos Zener

En la figura 8 se indica la constitución de un rectificador de media onda provisto de un filtro constituido por dos condensadores y una inductancia. La carga que se alimenta se conecta entre los puntos A y B. Por consiguiente, sería de desear que la tensión entre esos puntos fuese constante cualquiera que fuese la intensidad consumida por la carga o cualesquiera que sean las variaciones de la tensión alterna suministrada por la red.

Es evidente, sin embargo, que si por cualquier causa —puesta en marcha de una lavadora eléctrica, por ejemplo— la tensión de la red experimenta una disminución, la tensión entre los puntos A y B disminuye también; pues los conductores y la autoinducción absorben las variaciones rápidas correspondientes al rizado de 50 c/s originado por la rectificación; pero no las variaciones lentas o semipermanentes como la indicada.

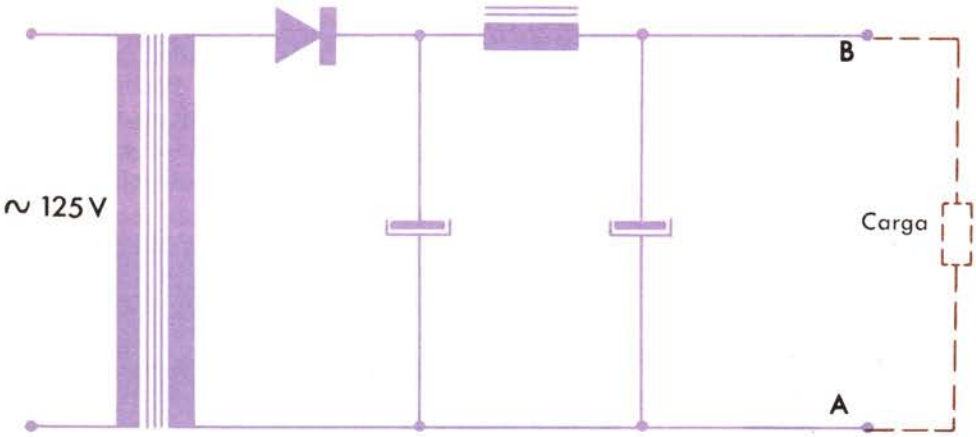


Figura 8. — La tensión entre A y B depende de la carga conectada entre esos puntos y de la tensión de entrada.

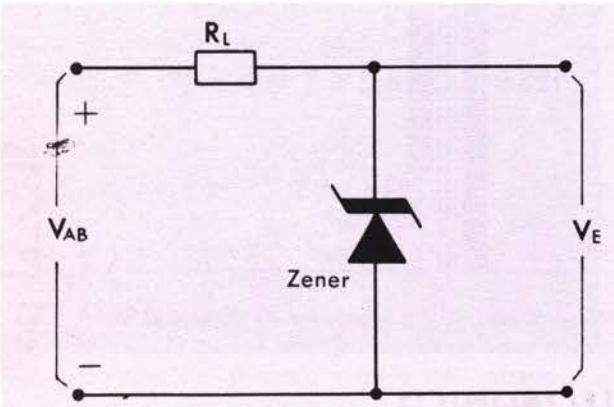


Figura 9. — Estabilizador con diodo Zener.

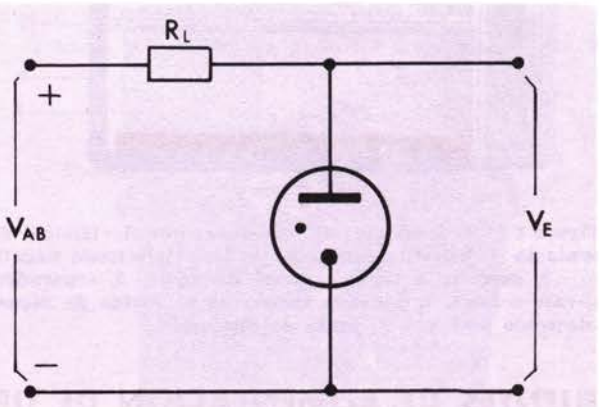


Figura 10. — Estabilizador con diodo de gas.

Por otra parte, si se sustituyese la carga por otra que absorba mayor intensidad, la caída de tensión en el secundario del transformador, en el diodo rectificador y en la autoinducción de filtro también es mayor, y en consecuencia disminuye la tensión entre los puntos A y B.

En un rectificador como el indicado la tensión de salida depende, pues, de las variaciones de la tensión de entrada y de las variaciones de la intensidad absorbida por la carga. La tensión de salida, pues, no está estabilizada.

La estabilización puede conseguirse de una for-

ma muy sencilla intercalando entre el rectificador y la carga uno de los dos dispositivos indicados en las figuras 9 y 10.

El primero está constituido por una resistencia R_L y un diodo Zener. El segundo es idéntico, salvo por el hecho de que el diodo Zener se ha sustituido por un diodo de gas.

Los diodos Zener son diodos semiconductores cuya característica inversa presenta, a partir de cierta tensión llamada tensión de Zener, una zona en que la intensidad varía muy rápidamente sin que la tensión varíe apenas.

La figura 11 indica cómo se comporta el conjunto formado por la resistencia R_L y el diodo Zener. Las variaciones de la tensión V_1 se traducen en un desplazamiento paralelamente a sí misma de la recta representativa de R_2. El punto de intersección entre esa recta y la característica del diodo representa la tensión entre extremos de este último.

En la mencionada figura se aprecia que una notable variación de la tensión V_{AB} se traduce en

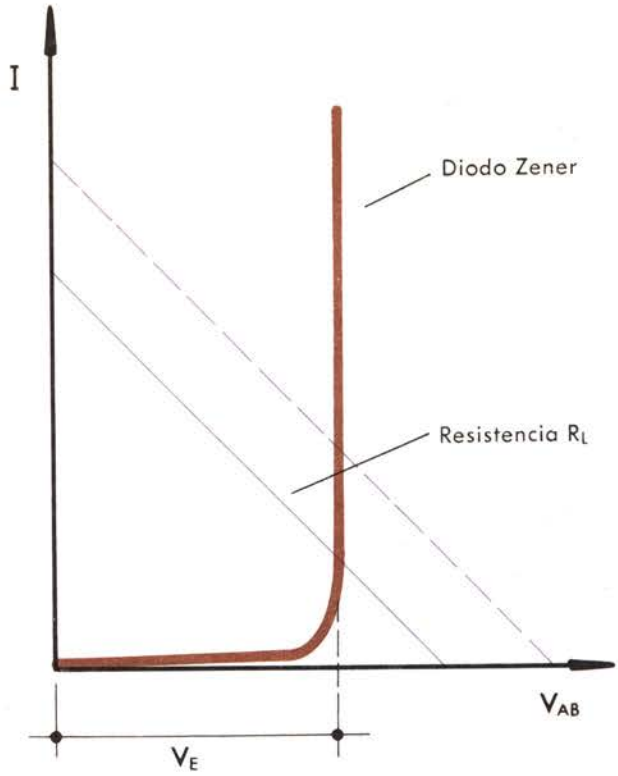


Figura 11. — El gráfico pone de manifiesto cómo las variaciones de V_{AB} apenas influyen en V_E.

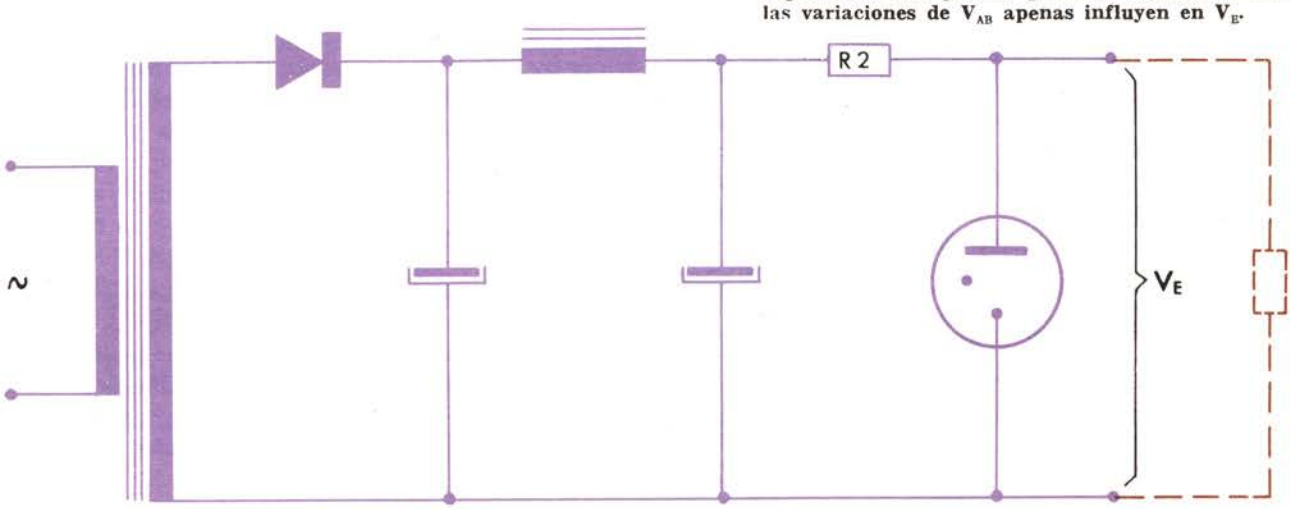


Figura 12. — La tensión V_E está estabilizada tanto frente a las variaciones de la tensión de alimentación como a las variaciones de carga.

una variación mucho menor de la tensión V_E. Por consiguiente, si se conecta la carga en paralelo con el diodo las variaciones de la tensión de entrada afectarán a V_{AB}, pero no a V_E, ya que son absorbidas por el conjunto estabilizador formado por R_2 y el diodo.

Por otra parte, si consideramos una variación de la intensidad absorbida por la carga, veremos que el diodo la compensa; si, por ejemplo, la carga absorbe más corriente, el diodo conduce menos y viceversa. Como las variaciones de intensidad a través del diodo apenas representan variaciones de la tensión entre sus extremos, tampoco ahora se modifica la tensión V_E.

En definitiva, pues, el dispositivo que estamos considerando estabiliza la tensión de salida tanto frente a las variaciones de la tensión de alimentación como frente a las variaciones de carga.

Aunque el aspecto de un diodo de gas es muy diferente del de un diodo Zener, su funcionamiento es similar. Consiste en un par de electrodos concontenidos en una ampolla de vidrio que encierra

además cierta cantidad de gas —generalmente neón— a una presión bastante menor que la atmosférica.

La característica de un diodo de este tipo se indica en la figura 13. Si se aplica a sus electrodos una d.d.p. que aumenta paulatinamente, se observa que al principio la intensidad que circula a través del diodo es debilísima hasta que se alcanza un valor, denominado *tensión de encendido* o *de ignición*, en el cual el gas contenido en la ampolla se ioniza y se hace conductor, circunstancia que puede apreciarse por la luminosidad que emite.

La d.d.p. disminuye entonces hasta un valor denominado *tensión de mantenimiento*. Cualquier nuevo intento de aumentar la d.d.p. entre los electrodos se traduce en un aumento rapidísimo de la intensidad, sin que, como en el caso del diodo Zener, apenas varíe la tensión.

Ambos diodos tienen, pues, en común una zona de su característica —la llamada zona de funcionamiento— que es una recta casi vertical.

En los diodos de gas, tanto la tensión de encendido como la de mantenimiento dependen de la naturaleza y presión del gas y de la forma de los electrodos. En los diodos semiconductores la tensión de Zener depende de las condiciones en que se lleve a cabo la unión. Se fabrican diodos Zener con tensiones de funcionamiento que pueden ir desde 2 V hasta 100 V, y diodos de gas en que esas tensiones están comprendidas entre 65 V y 150 V.

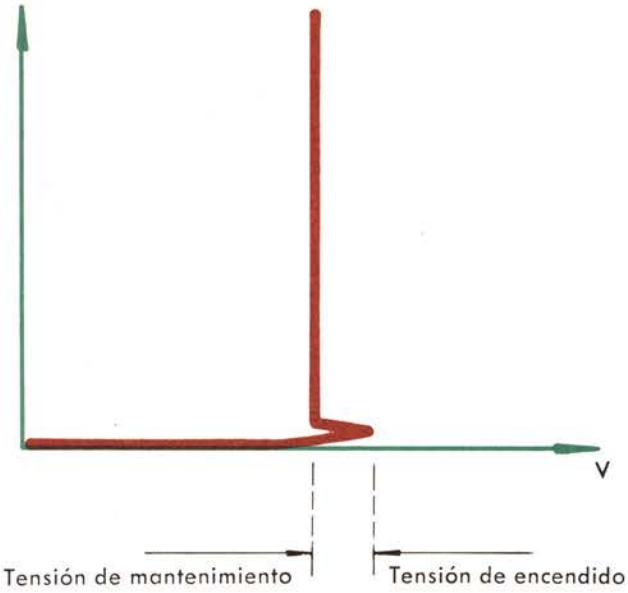


Figura 13. — Característica de un diodo de gas.

CARACTERISTICAS DE DIVERSOS DIODOS DE GAS

Tipo de diodo	*Tensión de mantenimiento* *V*	*Intensidad de funcionamiento en mA*		*Tensión de encendido en V*
		Min.	*Máx.*	
0H2	150	5	30	185
0H3	75	5	40	185
0B2	108	5	30	133
VR105	105	5	40	133
VR150	150	5	40	185
CK5783	86	1,5	3,5	125
CK5787	100	1	25	141
5644	96	5	25	130
5651	87	1,5	3,5	115

Para el funcionamiento correcto de ambos tipos de diodos, la intensidad que circula a través de ellos debe estar comprendida entre un valor mínimo —correspondientes a los codos que presenten sus respectivas características— y un valor máximo determinado por la potencia máxima que pueden disipar. En los tubos de gas de mayor tamaño la intensidad máxima es del orden de 60 mA; en los diodos de Zener esa intensidad puede ser de 500 mA o aún mayor.

Si se pretende que la seguridad de funcionamiento sea óptima, se procurará en el diseño del circuito que los diodos de estabilización trabajen con una intensidad del orden de la mitad de la que pueden soportar y que de ese mismo orden sea también, en término medio, la intensidad absorbida por la carga.

La tabla adjunta indica las tensiones e intensidades de funcionamiento de algunos de los diodos de gas más corrientes.

El aspecto de los diodos Zener no difiere del que ofrecen los diodos corrientes. En lo que se refiere a los diodos de gas es de advertir que en su construcción se emplean los mismos tipos de ampolla utilizados para las restantes válvulas electrónicas.

Se comprende fácilmente que si se agrega a un rectificador el dispositivo de estabilización que acabamos de indicar, el transformador deberá calcularse de forma que la tensión disponible entre los puntos A y B sea mayor que si la carga estuviera directamente conectada a ellos, para compensar la caída de potencial en la resistencia R_1.

El sistema de estabilización que acabamos de describir tiene la ventaja de su sencillez, pero no permite variar a voluntad la tensión suministrada por la fuente. Por ello se emplea preferentemente en circunstancias en que lo más importante es

Figura 14. — Aspecto exterior de un diodo de gas.

evitar la influencia que puedan tener las variaciones de la tensión de la red en el funcionamiento de un determinado circuito.

Así, por ejemplo, es casi general encontrar circuitos estabilizadores como los descritos en las fuentes de alimentación de generadores de alta o baja frecuencia empleados en el laboratorio, a fin de evitar las variaciones de frecuencia que ocasionan en el circuito oscilador las variaciones de la tensión de alimentación.

Fuentes regulables

Como queda dicho, con el sencillo circuito estabilizador descrito hemos de contentarnos con

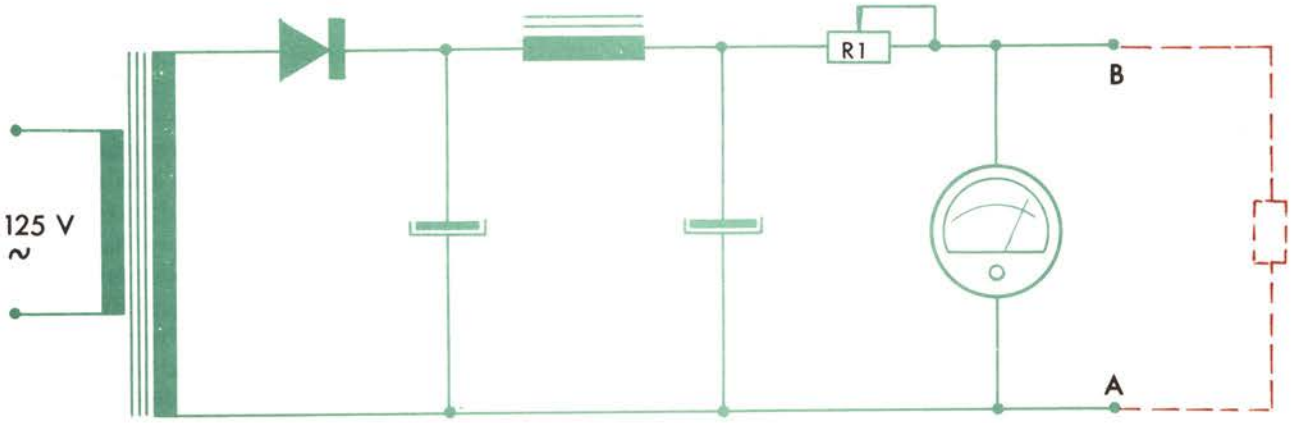


Figura 15. — Esquema de principio de una fuente regulable.

tensiones de salida cuyos valores pueden determinarse, en principio, entre las tensiones de funcionamiento de los diversos diodos Zener o de gas que se encuentran en el mercado; pero que una vez hecha la elección resultan difíciles de modificar.

Si se pretende que la tensión de salida de la fuente de alimentación, además de estar estabilizada, sea regulable —es decir, pueda ser ajustada a voluntad—, habrá que pensar en un circuito algo más complicado, que sin embargo es muy simple en su principio, como el indicado en la figura 15.

Consiste simplemente en insertar una resistencia en serie entre la carga y el rectificador.

La tensión que suministra el rectificador se reparte entre la carga y esa resistencia; si se modifica el valor de esta última es obvio que variará la tensión entre los puntos A y B. Naturalmente, en es decir, la tensión de salida está afectada por las variaciones de la tensión del sector o por las variaciones de la carga.

Imaginemos, sin embargo, que una persona vigila constantemente, mediante un voltímetro conectado entre A y B, la tensión entre esos dos puntos que, y cada vez que observa una variación —sea debida a una modificación de la carga o a una alteración en la tensión de la red—, acciona el mando de la resistencia variable para devolver a la d.d.p. entre A y B su primitivo valor.

Esta es una forma de conseguir la estabilización; pero ciertamente resultaría engorrosa para el operador, y además muy poco eficaz debido a la poca rapidez con que se corregirían las alteraciones.

Consideremos ahora el esquema de la figura 16.

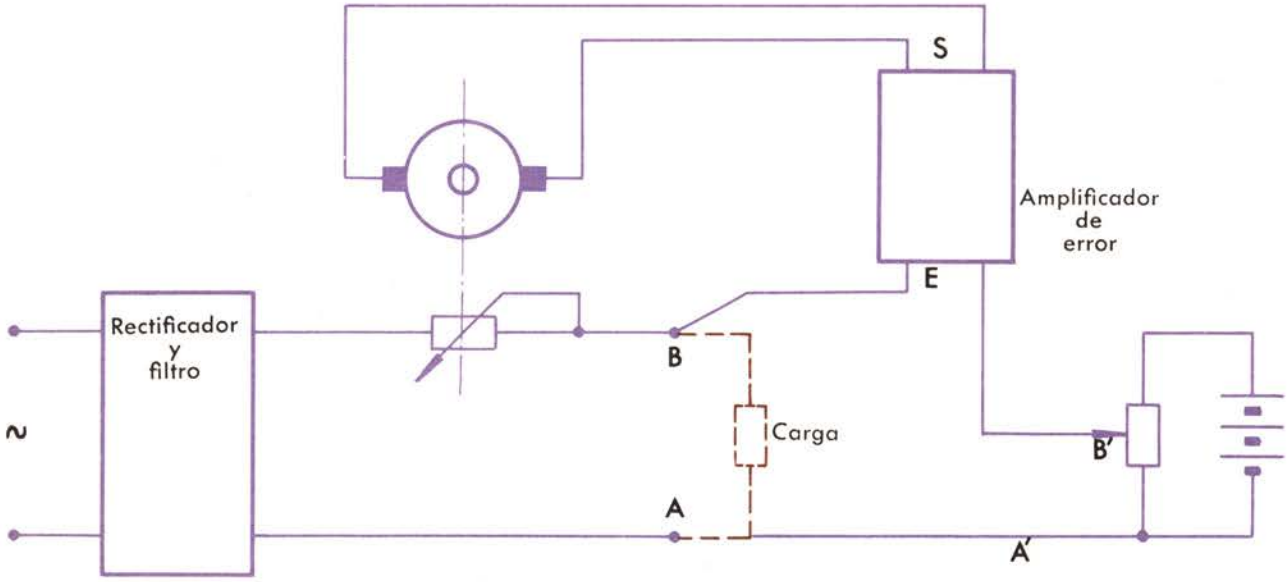


Figura 16. — Fuente estabilizada y regulable mediante servomecanismo.

Además de la resistencia variable antes indicada, en él aparecen un potenciómetro alimentado por una batería; un amplificador de gran ganancia acoplado en c.c., que llamaremos amplificador de error; y un motor alimentado por ese amplificador y acoplado mecánicamente a la resistencia variable, de tal forma que cuando gira en uno u otro sentido desplaza el cursor de la resistencia hacia la izquierda o hacia la derecha.

Se observa que la entrada del amplificador está conectada a los puntos B y B'. De esta forma, si la d.d.p. entre esos puntos es nula la tensión de estas condiciones la fuente no está estabilizada; salida del amplificador también es nula y el motor, en consecuencia, queda parado. Si por cualquier causa, sin embargo, se alterase la tensión del punto B, automáticamente aparecería a la salida del amplificador una tensión que pondría en marcha el motor y desplazaría, por consiguiente, el cursor de la resistencia variable. El desplazamiento continuaría hasta que la tensión en B se hiciese nuevamente igual a la tensión en B', instante en que el motor se detendría por haberse hecho nula la tensión a la entrada del amplificador y en consecuencia la que alimenta el motor.

Este proceso tendría lugar cada vez que la

tensión entre A y B difiriese de la tensión entre A' y B', llamada tensión de referencia; la que, como indica el esquema, puede fijarse en cualquier valor comprendido entre cero y la f.e.m. de la batería mediante el potenciómetro conectado a esta última.

Evidentemente, pues, si interesa modificar la tensión entre los puntos A y B basta con modificar con el potenciómetro, en el mismo sentido y en la misma cuantía, la tensión entre A' y B'.

El motor se encargará de que la d.d.p. entre A y B se ajuste al nuevo valor de la d.d.p. entre A' y B'.

Así, pues, una fuente equipada con los dispositivos indicados (lo que en conjunto constituye lo que se llama un servomecanismo o servosistema) no sólo estaría estabilizada, sino que sería regulable.

Un sistema de regulación y estabilización constituido en la forma indicada es viable en la práctica; pero resulta también algo lento en su acción correctiva y bastante caro debido a las partes mecánicas que lo integran.

Las fuentes estabilizadas y regulables empleadas en el laboratorio, si bien funcionan según ese

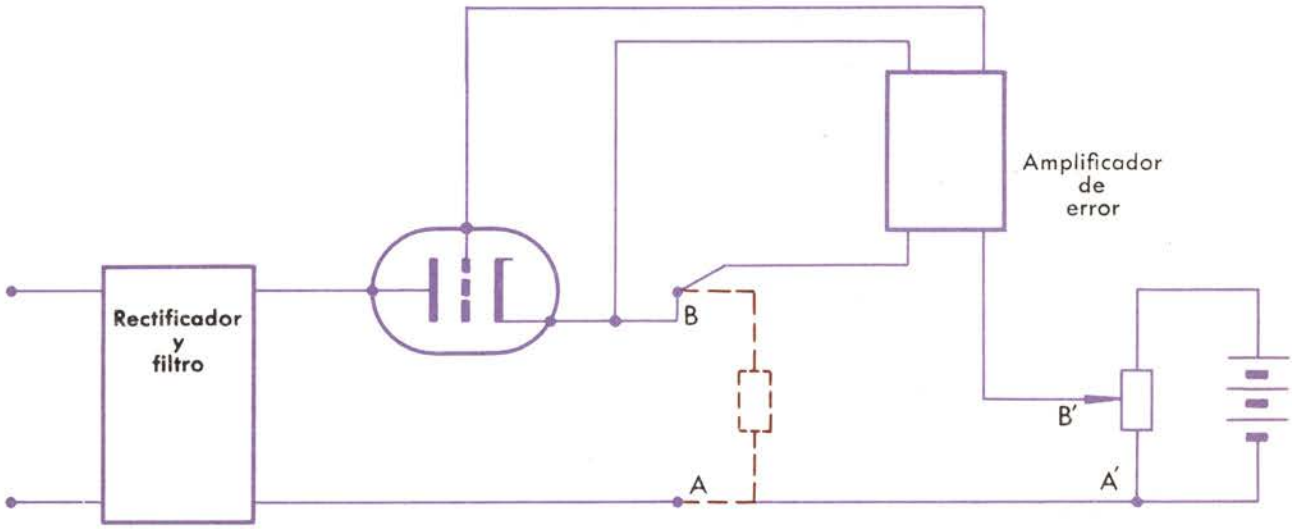


Figura 17. — Regulación y estabilización por medios puramente electrónicos.

mismo principio, ofrecen la particularidad de que el servomecanismo empleado para la regulación y estabilización es puramente electrónico.

Fuentes regulables y estabilizadas puramente electrónicas

El funcionamiento puramente electrónico de la fuente puede conseguirse sustituyendo la resistencia variable por una válvula electrónica conectada en la forma que indica la figura 17.

De la misma forma que la intensidad que circula a través de una resistencia variable puede variarse modificando la posición del cursor, la intensidad que circula a través de una válvula electrónica puede variarse modificando la tensión entre rejilla y cátodo. La válvula de regulación puede así ser gobernada directamente por el amplificador, y se suprimen las partes mecánicas móviles.

El funcionamiento es, como hemos dicho, análogo al del dispositivo antes descrito.

Por ejemplo, si la tensión en el punto B aumenta fortuitamente, la d.d.p. entre B y B' es detectada por el amplificador de error, que instantáneamente hace que la rejilla de la válvula reguladora se haga más negativa con respecto al cátodo.

Ello hace que disminuya la intensidad a través de la carga, y por consiguiente que vuelva a bajar el potencial de B hasta su valor inicial (o casi).

Esta solución no sólo tiene la ventaja de ser más económica, sino también de acción mucho más rápida.

Para que el sistema sea eficaz, es conveniente que el amplificador de error tenga una ganancia lo más elevada posible para que incluso ínfimas variaciones de la tensión de salida se detecten y corrijan del modo debido. Se comprende que el grado de estabilización con que puede operar una fuente es tanto mayor cuanto mayor sea la ganancia de su amplificador de error.

Aunque la figura es suficiente para explicar el principio de funcionamiento de las fuentes estabilizadas regulables, cabe advertir que una cosa es

el principio de funcionamiento de un dispositivo y otra su realización práctica.

En primer lugar, recordemos que para que una válvula electrónica trabaje normalmente es preciso que la rejilla de control sea siempre negativa respecto al cátodo. Por consiguiente, en la válvula reguladora debe tenerse en cuenta esa circunstancia, así como también en la válvula o válvulas que constituyen el amplificador de error. Adviértase además, que en el amplificador de error *los dos terminales* de entrada están conectados a puntos activos y que sin embargo, por conveniencias de construcción, es deseable que uno de ellos esté conectado a masa.

Para salvar esas dificultades suele adoptarse la disposición indicada en la figura 18.

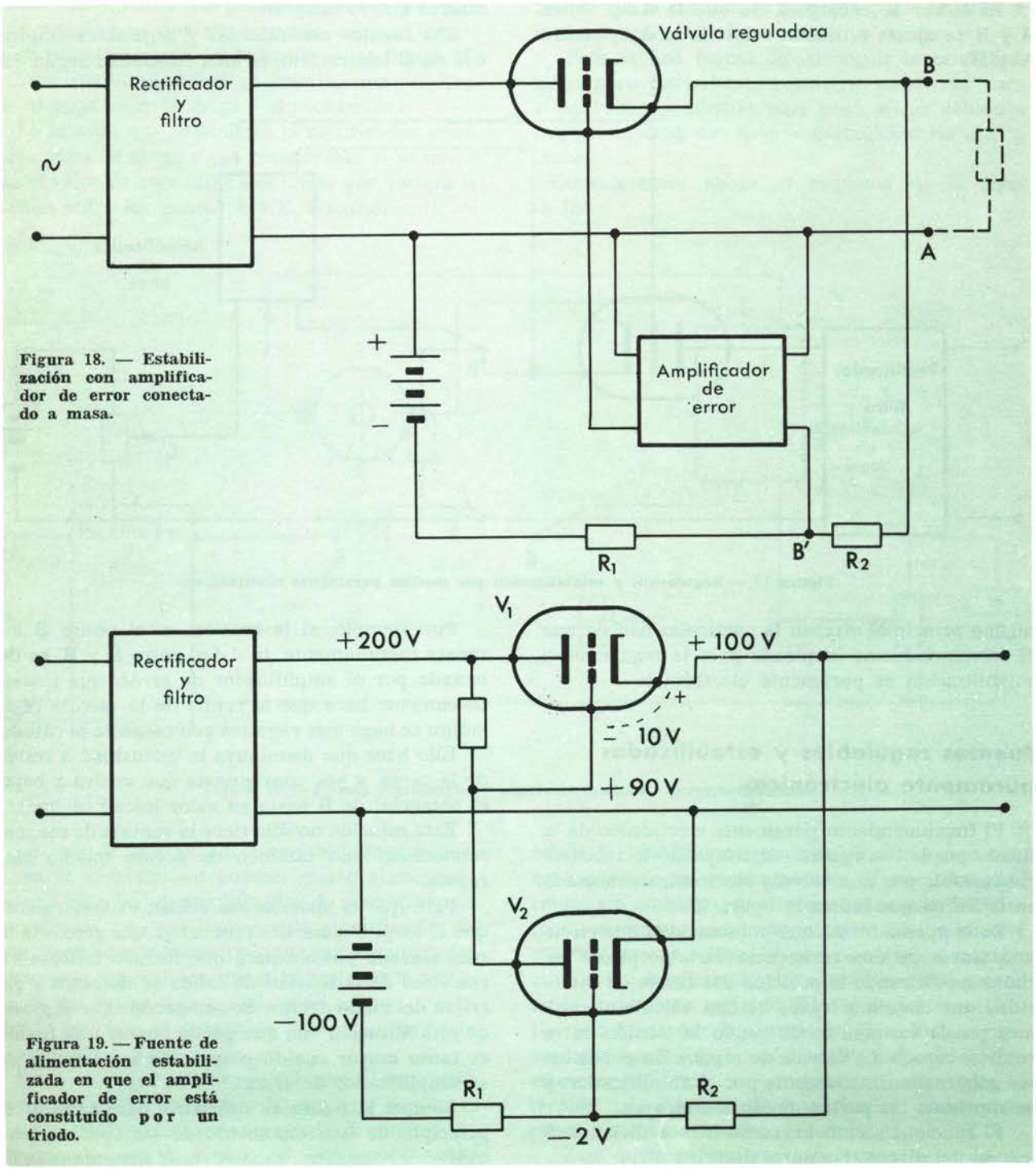


Figura 18. — Estabilización con amplificador de error conectado a masa.

Figura 19. — Fuente de alimentación estabilizada en que el amplificador de error está constituido por un triodo.

También en este caso es fácil comprender que cualquier alteración del potencial del punto B repercute en B'; se detecta por el amplificador de error y en consecuencia se corrige. Ahora, sin embargo, uno de los terminales de entrada del amplificador está directamente conectado a la masa.

Una posible realización práctica de acuerdo con ese esquema está indicada en la figura 20; puede verse que el amplificador de error está constituido simplemente por un triodo. Que esta configuración es perfectamente posible, respetando la polarización de las válvulas, lo demuestran los valores que a título indicativo hemos supuesto que podrían tener los diversos electrodos (advirtiendo, claro está, que en una realización concreta esos valores están determinados por el tipo de válvulas empleado).

Hemos supuesto que el rectificador proporciona 200 V y que a la carga hemos aplicado una d.d.p. de 100 V. De esta forma, entre placa y cátodo de la válvula reguladora V_1 hay una d.d.p. positiva de 100 V, con lo que esta válvula puede funcionar adecuadamente. Suponemos, también, que para que a través de la válvula V_1 circule la corriente necesaria para alimentar la carga, la tensión de rejilla debe ser 10 V negativa respecto a su cátodo; es decir, que debe tener respecto a masa un potencial positivo de 90 V.

Puesto que la rejilla de V_1 está unida a la placa de V_2, ese mismo potencial tendrá esa placa respecto del cátodo, cosa también perfectamente compatible.

Finalmente, comprobaremos que la rejilla de V_2 puede estar situada al potencial de menos V_2 indicado en el esquema. Esa rejilla, en efecto está conectada al punto medio de un divisor, uno de cuyos extremos está conectado al potencial de 100 V (el de la batería de referencia) y el otro a un potencial de + 100 V (el del cátodo de V_2). Si las resistencias R_1 y R_2, son iguales, el potencial de B' será nulo; si en cambio R_1 es mayor que R_2 el potencial es positivo; si, por el contrario, es a la inversa, ese potencial es negativo. Basta, pues, con que R_2 sea mayor que R_1 en la proporción adecuada para que el potencial de B' tenga el valor de —2 V indicado en el esquema.

Comprobaremos, además, que esta posible realización práctica funcionaría en la forma antes descrita.

Si el potencial del punto B disminuye, por la causa que sea, la rejilla de V_2 se hace todavía más negativa con respecto al cátodo, y por consiguiente aumenta el potencial positivo de su placa. Puesto que la rejilla de V_1 está unida a la placa de V_2, la d.d.p. entre rejilla y cátodo de V_1 disminuye y la intensidad que circula a través de ella experimenta un aumento que compensa la disminución del potencial de B.

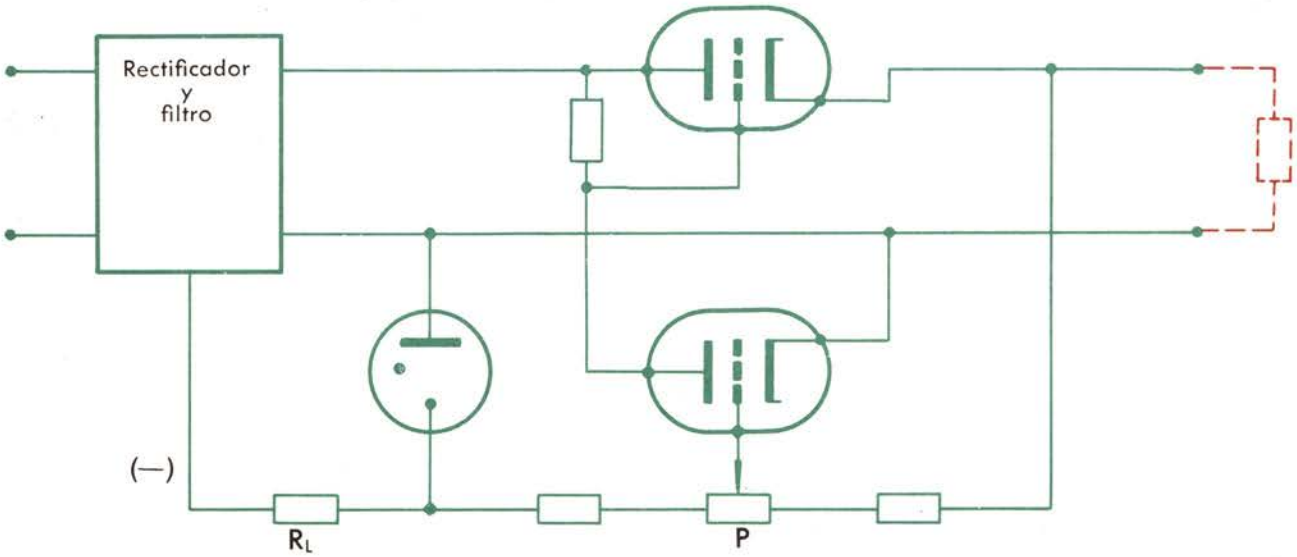


Figura 20. — La batería de referencia puede sustituirse por un diodo de gas alimentado por una toma de tensión negativa del rectificador. El potenciómetro P sirve para ajustar la tensión de salida.

Para conseguir modificar a voluntad la tensión de salida de esta fuente basta con intercalar entre R_1 y R_2 un potenciómetro a cuyo cursor se conecta la rejilla de V_2.

Desde el punto de vista práctico no resulta conveniente como fuente de referencia una batería de pilas, como indica el esquema, a pesar de que su desgaste sea muy reducido. Por ello suele preferirse dotar al rectificador de una salida de tensión negativa, estabilizada mediante un diodo de gas,

para sustituir mediante ese conjunto a la mencionada batería.

Con esas modificaciones el esquema de la fuente, estabilizada y regulable, es el que se indica en la figura 20.

Una fuente realizada de acuerdo con este esquema presenta un grado de estabilización aceptable y la tensión de salida puede variarse dentro de un margen bastante amplio. Por ello puede resultar útil para muchos trabajos del laboratorio, pero ciertamente las cosas pueden mejorarse.

Para empezar, con este tipo de montaje no es posible reducir la tensión de salida más allá de un valor de 40 ó 50 V; es decir, no es posible reducir hasta cero esta tensión, cosa deseable en muchas ocasiones.

Para comprender que eso no es posible con este montaje basta advertir que si el cátodo de V_1 está a potencial cero, su rejilla debe tener un potencial negativo; consiguientemente la placa de V_2 sería negativa respecto a su cátodo, lo que impide el funcionamiento de esta última válvula.

Por lo tanto, si se pretende que el margen de regulación de la tensión de salida se extienda hasta cero es imprescindible que la válvula V_2 pueda funcionar normalmente aunque su placa sea negativa. Para conseguirlo basta con conectar el cátodo de V_2 a un punto cuyo potencial sea todavía más ne-

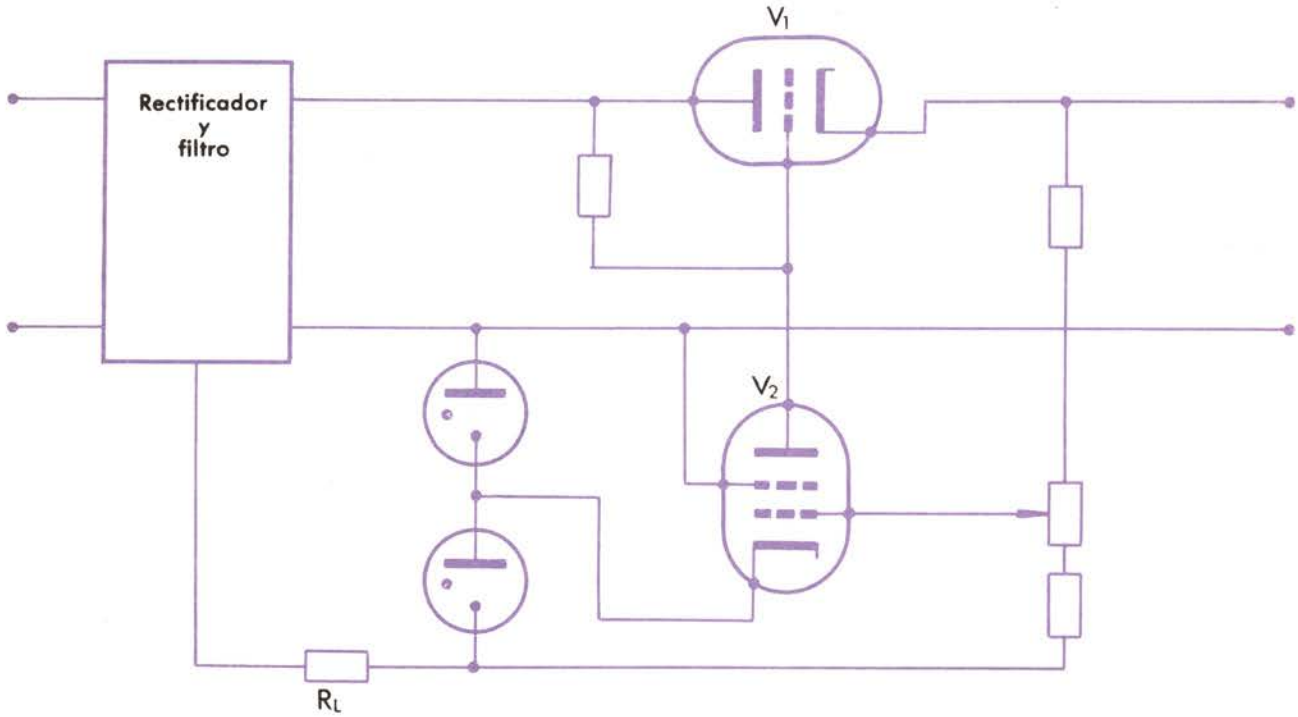


Figura 21. — Con esta fuente la tensión de salida puede reducirse hasta cero. El factor de estabilización queda mejorado al utilizar un pentodo como V_2.

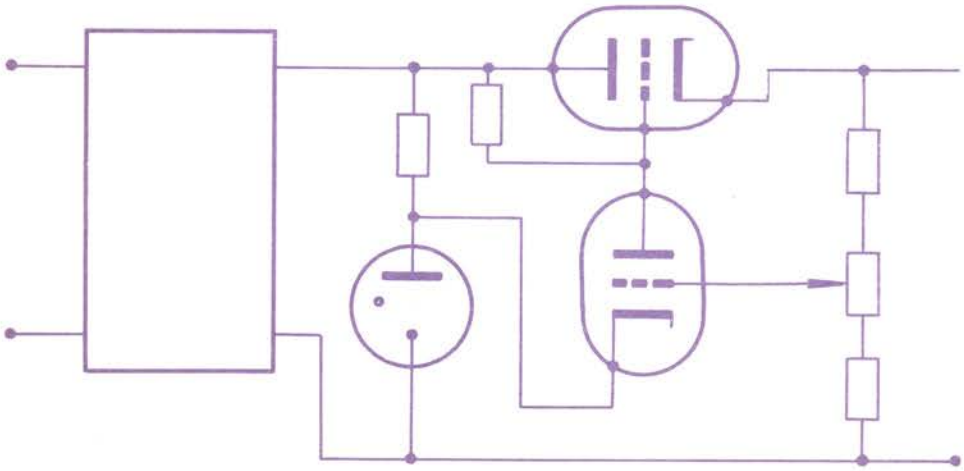


Figura 22. — Cuando no es preciso obtener tensiones de salida de bajo valor esta disposición resulta recomendable, pues ahorra la toma negativa adicional.

gativo que el que puede tener la placa en cualesquiera condiciones en que funcione la fuente. El esquema de la figura 21 indica cómo puede realizarse en la práctica. Al colocar los diodos de gas en serie, el punto común entre ambos —sometido a un potencial negativo— puede utilizarse para polarizar el cátodo; y el punto común entre uno de los diodos y la resistencia R_L, todavía más negativo, para polarizar la rejilla.

Desde el punto de vista de la estabilización las cosas mejoran a medida que se aumenta la ganancia proporcionada por la válvula V_2; por ello resulta preferible emplear un pentodo en lugar de un triodo. La única complicación adicional es la necesidad de alimentar la pantalla, cosa que en el último esquema indicado se resuelve con el simple expediente de conectar la pantalla a masa, pues de esta forma tiene un potencial positivo respecto al cátodo igual a la tensión de mantenimiento del diodo de gas.

Una fuente de alimentación realizada de acuerdo con este esquema puede presentar un margen de regulación de tensión comprendido entre 0 V y unos 350 V, con un factor de estabilización del orden del 1 %.

Con este último dato se quiere indicar que el sistema de estabilización reduce a la centésima parte las variaciones que normalmente tendrían lugar en la tensión de salida si la fuente no fuese estabilizada.

Si no fuese necesario o interesante reducir la tensión de salida por debajo de una tensión del orden de 100 V, el esquema de la figura 22 puede resultar más interesante que los hasta ahora indicados, pues permite prescindir de la toma de tensión negativa que precisan los anteriores.

UTILIZACION DE PENTODOS COMO VALVULAS REGULADORAS

Es evidente, también, que la ganancia del servosistema de regulación aumentaría también si como válvula reguladora se emplease un pentodo en lugar de un triodo.

Lo cierto es que, aunque la mayoría de las fuentes estabilizadas comerciales utilizan válvulas pentodos como reguladores, lo más usual es que funcionen con la placa y la pantalla unidas entre sí, por lo que su comportamiento es realmente el de un triodo. Si se pretende utilizar un pentodo como tal, en sustitución de un triodo regulador, es preciso tener en cuenta que la rejilla pantalla requiere una d.d.p. constante respecto al cátodo.

Para conseguirlo no hay más solución que proveer al transformador de alimentación de un devanado auxiliar, cuya tensión, una vez rectificada y filtrada, se aplica entre cátodo y pantalla tal como indica la figura 23.

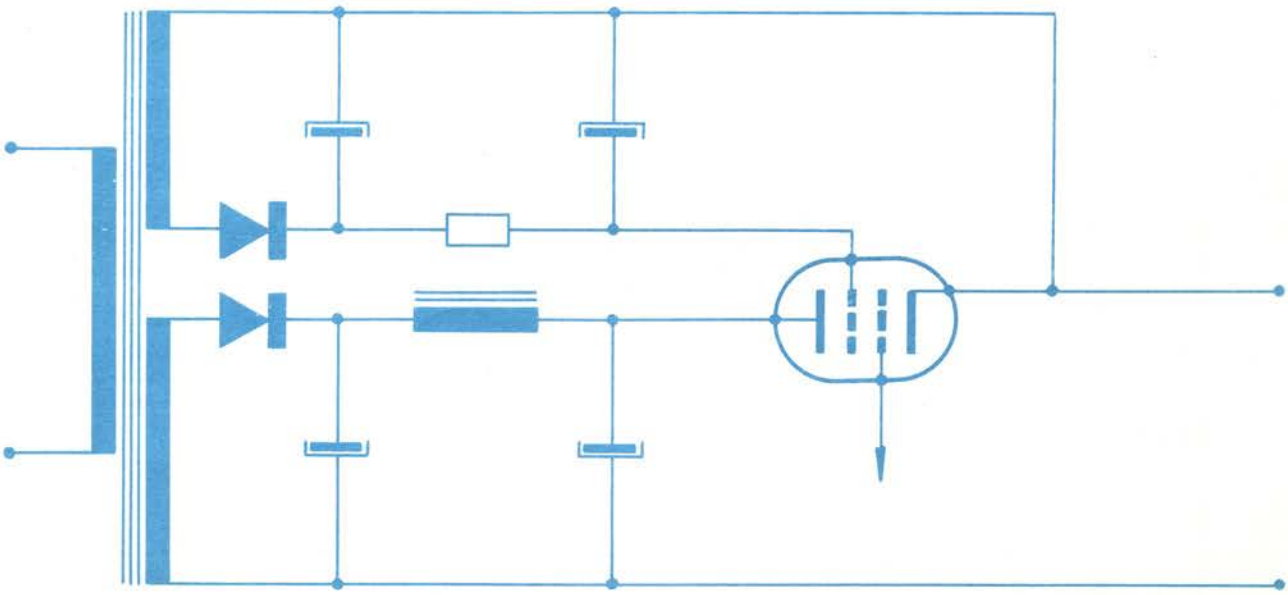


Figura 23. — Los pentodos pueden utilizarse como válvula reguladora a condición de alimentar la pantalla con una d.d.p. fija respecto al cátodo.

Si se desea que el funcionamiento sea óptimo conviene estabilizar esa tensión mediante un diodo de gas.

A pesar de la complicación que representa añadir esos elementos adicionales, el uso de pentodos como reguladores resulta muy interesante, ya que por su elevado factor de amplificación contribuyen a aumentar la ganancia del conjunto. Por otra parte, dado que las variaciones de la tensión de placa apenas influyen en la intensidad que circula a su través, reducen muy eficazmente la influencia que tiene la tensión de entrada en la tensión de salida.

DIVERSAS VARIANTES

Los esquemas fundamentales hasta aquí indicados tienen en las realizaciones comerciales diversas modificaciones y detalles.

Cuando se requiere un factor de estabilización muy elevado se recurre a emplear amplificadores de error constituidos por dos pasos en lugar de uno sólo. La construcción de una fuente estabilizada de este tipo requiere sumo cuidado, pues a causa de la muy elevada ganancia que ofrece el amplificador de error es relativamente fácil que el conjunto entre en oscilación. La figura 24 muestra el esquema de una fuente de este tipo.

En esa misma figura se observa un detalle frecuente en muchas realizaciones: el amplificador de error se alimenta a partir de la tensión ya estabilizada por la fuente y no directamente de la tensión proporcionada por el rectificador. De esta forma se elimina una posibilidad de introducir zumbido en la tensión de salida.

En última instancia, y para eliminar en lo posible el rizado de la tensión de salida, ésta se aplica directamente, mediante un condensador, desde el borne de salida a la rejilla de entrada del amplificador de error. De esta forma se elimina la atenuación que experimentaría la tensión de rizado en el divisor que alimenta la mencionada rejilla. Ese condensador aparece también en la figura 24.

Cabe advertir, como final, que como toda la corriente que suministra la fuente pasa a través del elemento regulador, es muy frecuente que como tal se empleen dos válvulas montadas en paralelo, ya que la intensidad que en ocasiones se exige a la fuente puede ser excesiva.

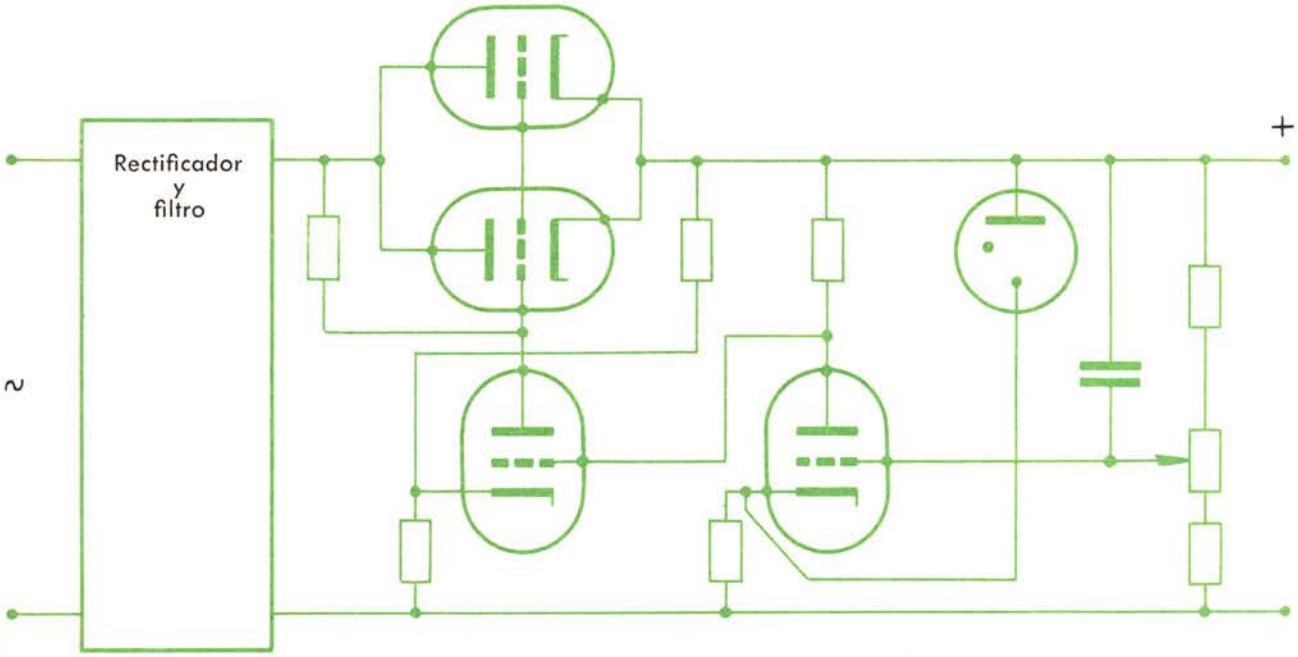


Figura 24. — Si se quiere un grado de estabilización muy alto puede uilizarse un amplificador de dos pasos como el indicado en la figura.

FUENTES DE ESTABILIZACION CON TRANSISTORES

En general las fuentes estabilizadas equipadas con válvulas son muy adecuadas para alimentar equipos asimismo construidos mediante válvulas; pero mucho menos para alimentar equipos transistorizados. Ello es debido a que estos últimos se contentan con tensiones de alimentación relativamente bajas (unos 24 V como máximo) y requieren, por el contrario, intensidades bastante altas (en ocasiones hasta 1 A o más). Lo ordinario en fuentes equipadas con válvulas es que no sean capaces de suministrar intensidades superiores a 100 mA, y en cambio puedan proporcionar tensiones de hasta 350 V o más.

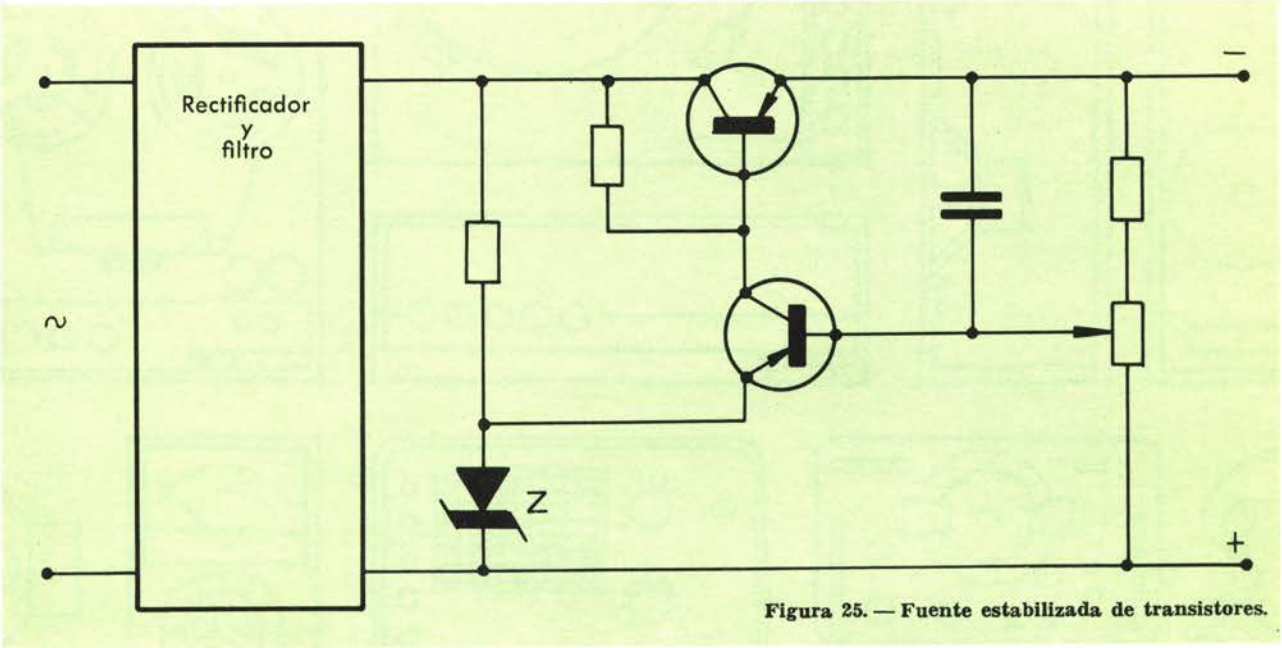


Figura 25. — Fuente estabilizada de transistores.

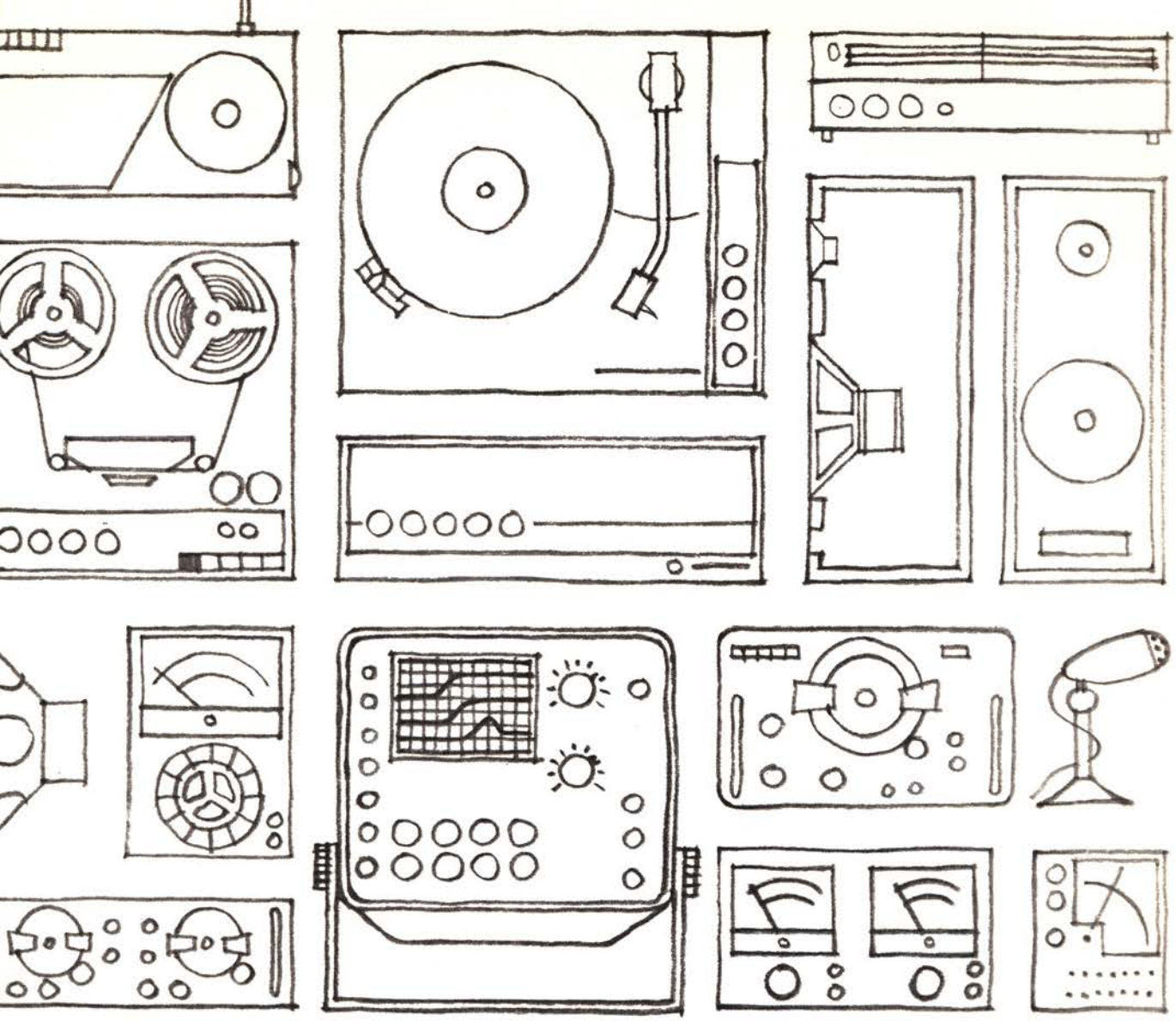
Por todo ello cuando se trata de alimentar montajes transistorizados se utilizan asimismo fuentes transistorizadas.

Su funcionamiento es idéntico al indicado para los montajes a válvulas, salvo en la circunstancia de que en este caso se utilizan transistores y diodos Zener donde antes se utilizaban válvulas y diodos de gas.

Un pequeño detalle en que también difieren las fuentes transistorizadas y las fuentes a válvulas es que estas últimas presentan, además de la toma de corriente continua, una o más tomas de corriente alternas con tensión de 6,3 V para alimentar los filamentos de las válvulas de los equipos que se pretende ensayar. Esas tomas proceden de devanados auxiliares que posee el transformador de alimentación.

En general, y para hacer más cómoda su utilización, tanto unas como otras suelen estar provistas de instrumentos de cuadro móvil destinados a medir la tensión e intensidad de salida.

Figura 26. — Aspecto exterior de una fuente estabilizada comercial.



LECCION 54

Los osciladores. Principio general de funcionamiento
El multivibrador como generador de ondas cuadradas
Osciladores a transistores

GENERADORES DE BAJA FRECUENCIA

En general se da el nombre de generador a todo dispositivo que suministre una señal periódica.

Básicamente, un generador de ondas periódicas está constituido por un circuito oscilador básico que genera la onda de salida, o una señal periódica que actúa sobre otros circuitos y gobierna en éstos el instante en que deben generar las ondas deseadas.

Con ello apuntamos ya la existencia de varios tipos de osciladores en lo que a forma de la señal de salida se refiere; y damos paso a una primera clasificación de los generadores según la forma de onda que suministren.

Según este criterio podemos clasificar los generadores en:

Generadores de ondas sinusoidales;
Generadores de ondas cuadradas;
Generadores de ondas triangulares;
Generadores de ondas diente de sierra;
Generadores de ondas de formas especiales.

Prácticamente, con sólo el circuito oscilador básico no resultaría interesante un generador. Deben existir otros circuitos que adapten la onda que suministra el oscilador básico a las necesidades a que se destine el generador. Estos circuitos, en general, suelen ser: amplificador de salida, órganos de control de amplitud de la señal (atenuadores calibrados), órganos de variación de frecuencia, instrumentos de medida y fuente de alimentación.

Algunos de estos dispositivos son comunes a tantos otros aparatos que han sido ya sobradamente estudiados, por lo que aquí nos limitaremos al estudio de los osciladores, controles de frecuencia y atenuadores.

LOS OSCILADORES - PRINCIPIO GENERAL DE FUNCIONAMIENTO

Son circuitos osciladores los que tienen la facultad de generar en su seno señales periódicas.

Nos es familiar, hasta cierto punto, el conocimiento de la forma de actuar de los osciladores, ya estudiada de los capítulos de radio en los apartados correspondientes a la heterodinación, en los que se describe el funcionamiento del oscilador local.

También, en muchos puntos en los que se estudian circuitos amplificadores se ha hecho notar su tendencia a la oscilación a menos que se tomen ciertas medidas.

Recordemos que, en todos los casos, cuando un circuito determinado empezaba a oscilar (ya sea intencionadamente, como en el oscilador local del superheterodino; o sin desearlo, como en el caso de algunos amplificadores de baja frecuencia o de F.I.) era debido a que una parte de la señal de salida del circuito se reinyectaba en la entrada de manera conveniente.

En general, pues, un oscilador no es más que un circuito con una realimentación adecuada de la señal de salida a la entrada. A este tipo de osciladores se les da el nombre de *osciladores por realimentación.*

Otro tipo de osciladores está constituido por los llamados *osciladores de resistencia negativa,* en los que un dispositivo —que suele ser una válvula o un transistor— actúa igual que lo haría una resistencia de signo negativo, encargándose de suministrar la potencia necesaria al circuito oscilante.

La parte básica de ambos circuitos osciladores es un circuito oscilante LC o RC, que según su manera de actuar dentro del conjunto da lugar a los tipos básicos de osciladores.

En el caso de osciladores de realimentación con circuito oscilante LC, éste se encuentra en la placa, como carga de la válvula, o en el circuito de rejilla (en colector o en base, si se emplean transistores) y determina la frecuencia de la oscilación. En ambos casos se forma la señal de salida de placa (o colector) suficientemente atenuada y se inyecta a la entrada en fase con la señal de entrada.

Prácticamente, esto conduce a diversas formas de circuitos que en general constituyen osciladores de alta frecuencia. Pocas veces se emplean como osciladores de baja frecuencia, por el hecho de que los valores de la inductancia y capacidad necesarios para oscilar a frecuencias bajas son tan elevados que sería forzoso utilizar elementos demasiado voluminosos.

Un oscilador de resistencia negativa actúa en general con circuito oscilante paralelo, cumpliendo en él una misión contraria a la que llevaría a cabo una resistencia convencional (alternar la oscilación por el consumo de potencia de la resistencia). La resistencia negativa suministra la energía necesaria para mantener estacionaria la amplitud de la oscilación.

Los osciladores de los generadores de B.F. son por lo general osciladores de realimentación RC si son generadores de ondas sinusoidales; o bien osciladores de relajación para generadores no sinusoidades.

Ambos tipos serán los estudiados en lo que sigue.

OSCILADORES CON REALIMENTACION

En la figura 1 se muestra el circuito básico de un oscilador RC de baja frecuencia (denominado de desplazamiento de fase). Puede excitarse por cualquier variación de la tensión de alimentación o una perturbación interior de la válvula. En cuanto se produce esta perturbación, aparece la señal correspondiente, se amplifica y se defasa 180° en los componentes (resistencia y capacidad) del circuito de rejilla, donde llega con la fase original. Cada célula (resistencia-capacidad) desplaza 60° la fase, por lo que, después de haber atravesado tres células, la señal que llega a la rejilla tiene un defase de 180 grados respecto a la señal de placa. Recordando que en la amplificación existe también un defase de 180° entre la señal de rejilla y la de placa, puede comprobarse que la fase con que la red de retardo RC devuelve la señal a la rejilla es la misma que tenía la señal en ella, estando las dos ondas en fase a la entrada de la válvula. Si la polarización de la válvula

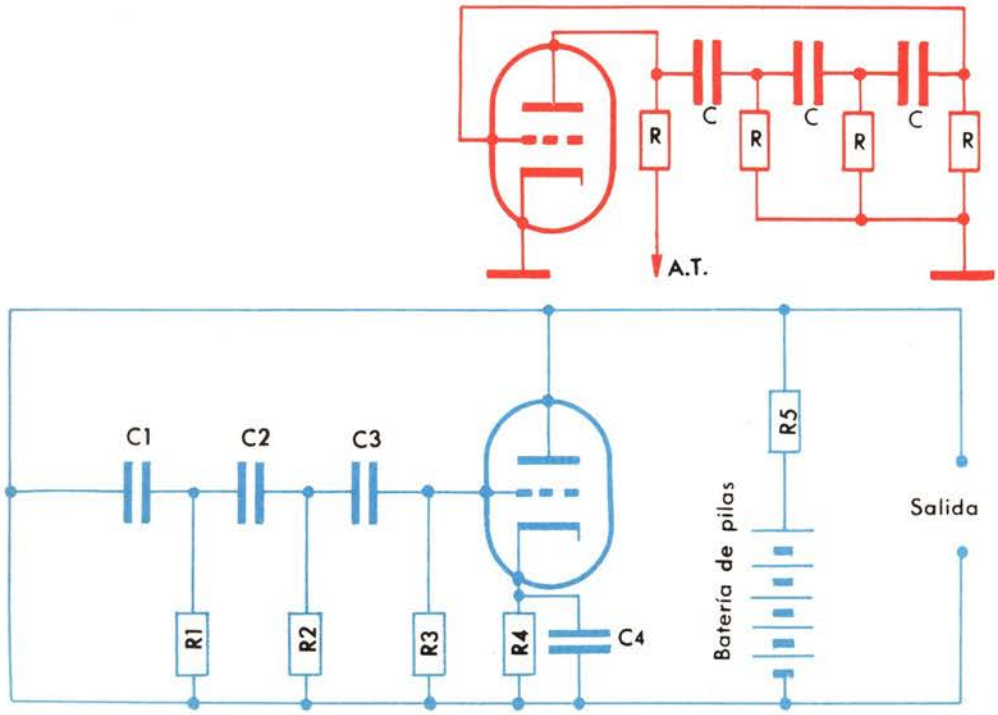


Figura 1. — Principio del oscilador de baja frecuencia del tipo de desplazamiento de fase. El desplazamiento de fase es de 180°, determinado por las tres células compuestas por tres condensadores C_1, C_2, C_3 y por las tres resistencias R_1, R_2 y R_3 presentes en el circuito de rejilla.

se ajusta a un valor conveniente, las oscilaciones subsisten y la forma de la onda de salida es casi sinusoidal con estabilidad de frecuencia satisfactoria. Como es natural, el valor de la frecuencia está determinado por las capacidades y las resistencias que constituyen las células de defasamiento, siendo en este oscilador

$$f = \frac{1}{2\pi\sqrt{6\,RC}}$$

La figura 2 muestra el principio del funcionamiento de un oscilador de baja frecuencia con inductancia enrollada sobre un núcleo de hierro, como un transformador. La regulación de la frecuencia generada se consigue variando los valores de las capacidades C_1 y C_2. Como se trata de valores elevados, no se puede pensar en lograrlo por medio de condensadores variables, sino mediante la agregación gradual de otras capacidades adecuadas. El defase de 180° para que la señal de salida quede en fase con la señal de entrada se consigue mediante la inductancia, ya que entre los extremos de ésta la señal siempre tiene un defase de 180°.

Este tipo de oscilador se emplea para disponer de una o más frecuencias fijas conmutables, útiles en muchos casos. Si tiene una sola frecuencia, se puede emplear para la modulación de la frecuencia portadora de un generador de radiofrecuencia para el ajuste de radiorreceptores. Si dispone de más frecuencias, modificables por medio de un conmutador, puede utilizarse para el control de las distorsiones de diversas frecuencias audibles en la salida de amplificadores de potencia. Además de las indicadas, tiene otras aplicaciones, que se pueden obtener con pequeñas modificaciones; por ejemplo, es posible utilizarlo para la enseñanza de las señales del alfabeto Morse con la simple adición de un pulsador y un altavoz.

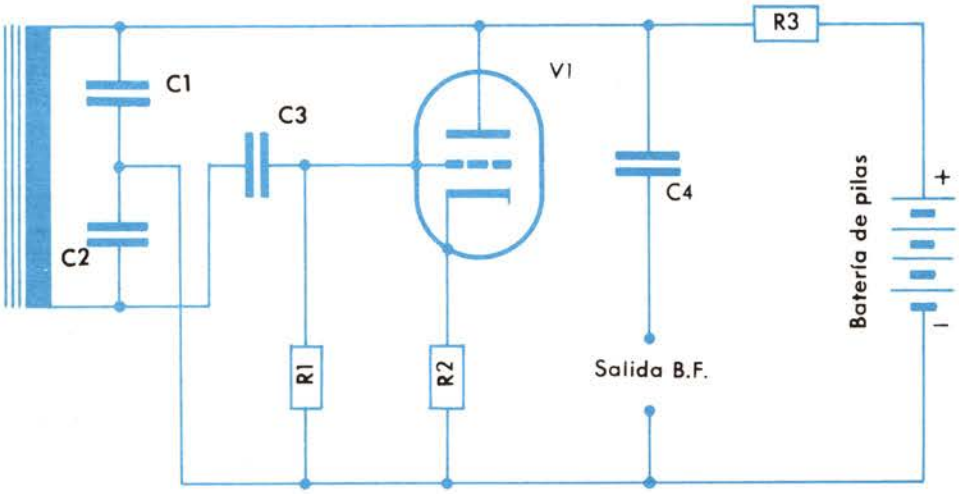


Figura 2. — Principio del oscilador de baja frecuencia obtenido con inductancia con núcleo de hierro, como un transformador. Este oscilador, con los valores dados a continuación, oscila a una frecuencia de unos 400 Hz. Sus valores son los siguientes:
C_1 condensador de 0,1 μF
C_2 " " 0,02 μF
C_3 " " 0,01 μF
C_4 " " 0,01 μF
R_1 resistencia de 0,1 MΩ
R_2 " " 330 Ω
R_3 " " 5600 Ω
V_1 válvula tipo 6C4
Batería de pilas para 65 V.

OSCILADOR DE PUENTE DE WIEN

Para comprender mejor el funcionamiento de este tipo de osciladores debe analizarse el circuito de desplazamiento de fase de la figura 3. Está constituido por dos de los cuatro brazos de un puente de Wien, uno de los cuales es la combinación en serie de la resistencia R_1 y el condensador C_1. El otro es la combinación en paralelo de la resistencia R_2 y el condensador C_2. En dicho circuito intervienen dos tensiones: la de entrada (V de entrada) aplicada al circuito completo; y la de salida (V de salida), presente entre extremos de la rama R_2-C_2 paralelo.

Lo que nos interesa de este circuito es la tensión de salida que aparece al variar la frecuencia de la tensión de entrada.

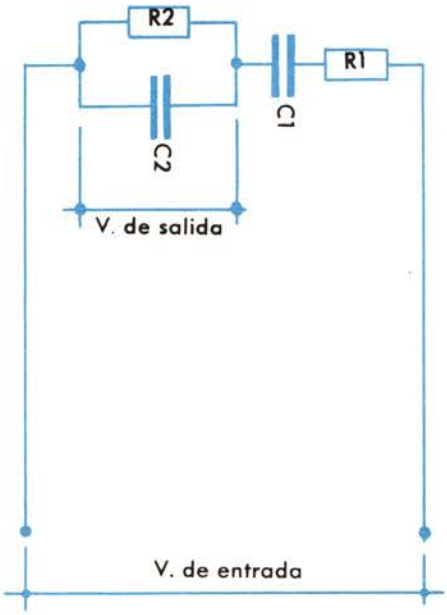


Figura 3. — Ejemplo de circuito de defasamiento.

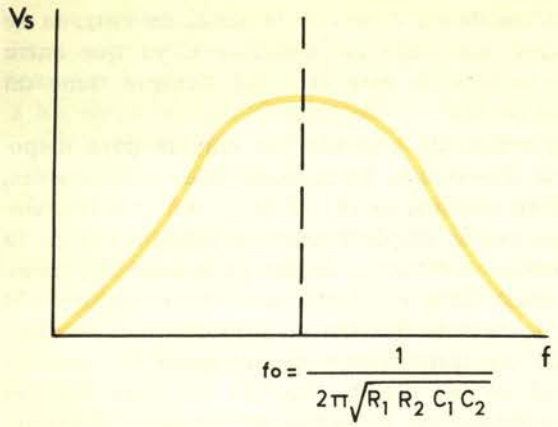


Figura 4. — Amplitud de salida en función de la frecuencia de entrada.

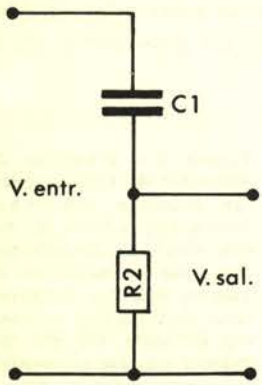


Figura 5. — Circuito equivalente para frecuencias muy bajas.

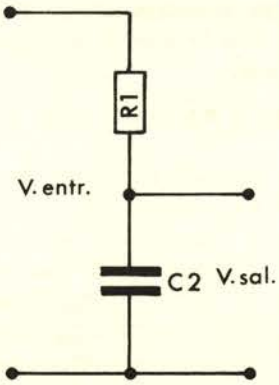


Figura 6. — Circuito equivalente para frecuencias muy altas.

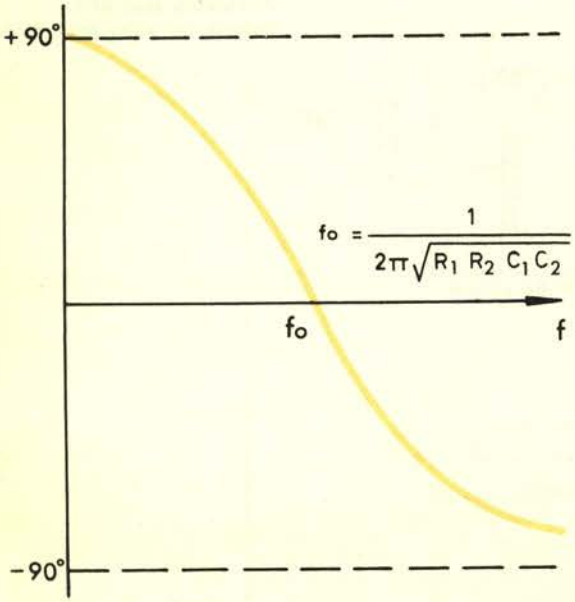


Figura 7. — Respuesta de fase.

Supondremos $V_{entrada}$ con tensión constante y veremos qué ocurre a V_{salida} cuando se varía la frecuencia de entrada.

Aplicando tensión continua a la entrada (es equivalente a suponer una $V_{entrada}$ de frecuencia $f = 0$), R_1-C_1 serie presentan impedancia infinita y V_{salida} será $V_s = 0$.

Para una frecuencia muy alta $f = \infty$ los condensadores presentan impedancia cero y $V_s = 0$.

Siendo $V_s = 0$ para frecuencias muy bajas y muy altas debe existir una frecuencia f_0 para la que V_s sea máxima. Esta frecuencia puede demostrarse que es

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{R_1 R_2 C_1 C_2}}$$

V_s puede representarse, pues, como se indica en la figura 1, siempre que V_e tenga tensión constante.

Para estudiar el defase entre V_e y V_s, obsérvese que para $f = 0$ el circuito de la figura 3 es prácticamente el representado en la figura 2, ya que $C_1 \gg R_1$ y $C_2 \gg R_2$, pudiendo despreciarse R_1 frente a C_1 y C_2 frente a R_2. El circuito es un diferenciador, y por tanto V_s está en adelanto 90° respecto a V_e.

Para $f = 0$ el circuito equivalente es el de la figura 5, ya que a frecuencias altas $R_1 \gg C_1$ y $R_2 \gg C_2$, pudiendo despreciar C_1 y R_2. El circuito es un integrador, y por tanto V_s retrasa 90° respecto a V_e.

Si para $f = 0$ el circuito adelanta 90° la fase y para $f = \infty$ la retrasa, para alguna frecuencia el defase debe ser cero; ésta es la frecuencia f_0. En la figura 6 se representa el defase.

Ambas tensiones solamente están en fase para el valor de frecuencia f_0, pudiendo comprobarse que está adelantada para las frecuencias inferiores a la frecuencia de oscilación y retardada para las superiores. Para la misma frecuencia el defasamiento es igual a cero. Tanto una prueba experimental como un examen teórico demuestran que la tensión de salida del circuito defasador es máxima para la frecuencia de oscilación, en la cual no hay diferencia de fase.

Se acostumbra dar valores iguales a las resistencias R_1 y R_2, así como a los condensadores C_1 y C_2.

En tales condiciones la máxima tensión de salida, en ausencia de defasamiento, es equivalente a la tercera parte de la de entrada, por lo que, por ejemplo, se necesitan 3 voltios para disponer de una tensión de salida de 1 voltio (fig. 3). La figura 8 se refiere al circuito de un amplificador de tensión típico. A la entrada se aplica un generador de señales alternas seguido por una prime-

ra válvula; la corriente, amplificada, pasa a la segunda válvula para una posterior amplificación. Veamos ahora cómo se deriva de este circuito el de un oscilador en puente de Wien. Supongamos que la primera fase proporciona una amplificación de tensión equivalente a 50 y que la de la segunda es igual a 10; la ganancia total equivale a 500. En consecuencia, con una tensión de 1 voltio aplicada a la entrada obtendríamos 500 voltios en la salida, en fase con la entrada, puesto que cada paso amplificador cátodo a masa proporciona una inversión de fase. La fase se invierte en el primer paso amplificador y se restituye en el segundo.

Este oscilador funcionaría si recibiese una señal externa (en este caso funciona como amplificador); pero dado que las señales de salida y entrada están en fase, el amplificador puede funcionar como oscilador cuando la señal de salida se aplica a la entrada en sustitución de una señal exterior. Dado que este oscilador debe dar en salida una tensión muy reducida —y no de 500 voltios como antes se ha señalado— se utiliza un circuito determinado para reducir la tensión al valor deseado, empleando para ello un divisor de tensión.

Para aportar una mejora se añade una reacción negativa, o contrarreacción, que reduce la

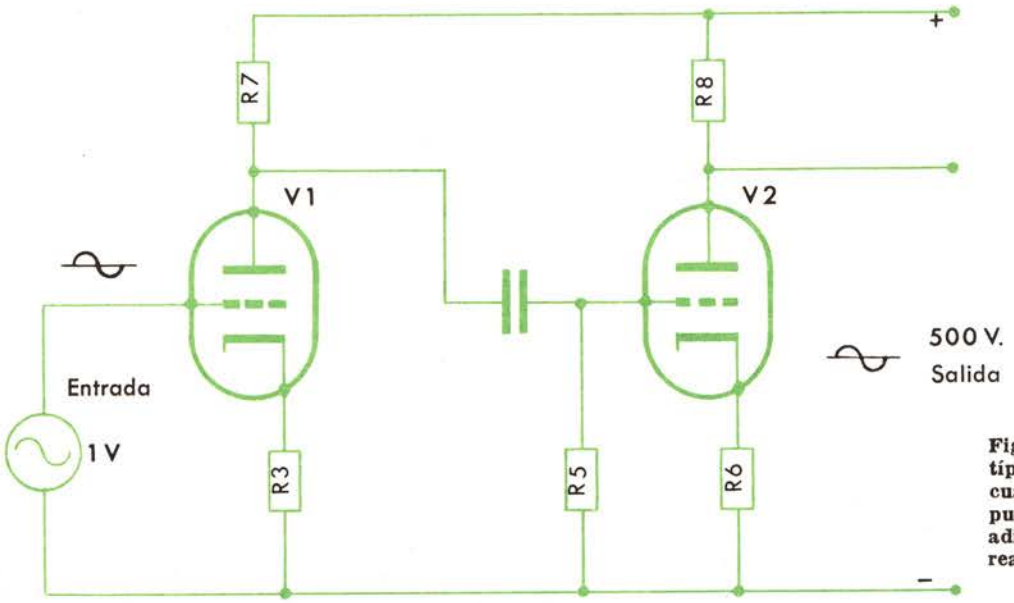


Figura 8. — Amplificador típico de dos fases, en el cual es posible obtener un puente de Wien con la adición de un circuito de reacción positiva.

amplificación a un valor tal que sólo suministra la tensión deseada. El circuito de contrarreacción está constituido por la resistencia R_4 (véase la figura 9), que reduce la amplificación de modo que sólo se obtiene en la salida la tensión deseada de 3 voltios; además aplana la curva de respuesta del amplificador y mantiene el defasamiento de la tensión de salida casi constante en una amplia gama de frecuencias.

La reacción no varía con la variación de la frecuencia, puesto que depende de una resistencia óhmica pura.

Para completar el circuito que constituye el oscilador de puente de Wien que muestra la figura 10, y con el fin de mantener constante la frecuencia de oscilación, puesto que depende de una resistencia, se intercala el circuito de defase antes descrito (figura 3), con lo cual la realimentación positiva tiene lugar en condiciones óptimas para la oscilación (amplificación unitaria y fase igual a la señal de entrada) sólo para una frecuencia

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{R_1\,R_2\,C_1\,C_2}}$$

frecuencia a la que oscila el circuito. Las otras frecuencias presentes procedentes del circuito de defasamiento de la reacción positiva no pueden conducir a una oscilación del circuito, pues ni su amplitud al salir de la red de reacción es de 1 V, ni su fase la adecuada.

Para variar la frecuencia de oscilación (f_0) deben modificarse los valores de las resistencias o de los condensadores del circuito de defasamiento, o de ambos elementos a la vez.

Dado que las resistencias R_1 y R_2 tienen el mismo valor, así como los valores de las capacidades C_1 y C_2, se puede utilizar la fórmula

$$f_0 = \frac{1}{2\,\pi \cdot R_1 \cdot C_2}$$

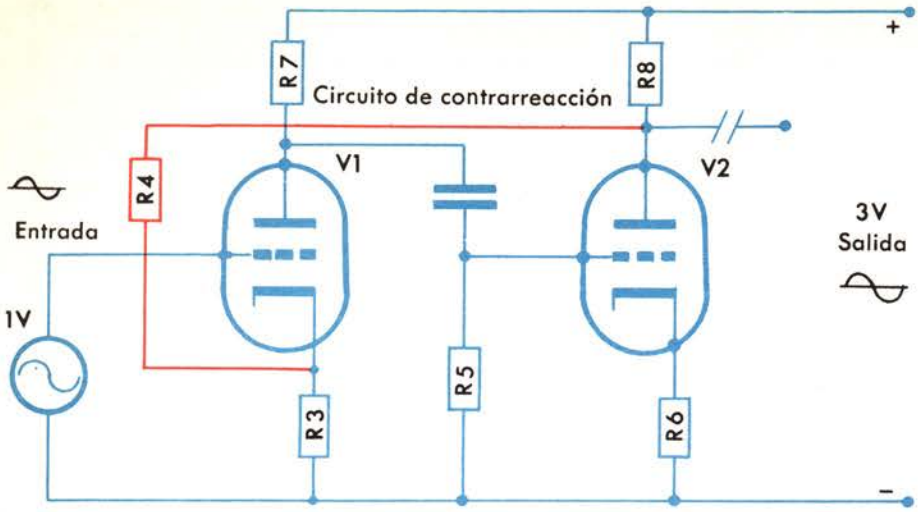


Figura 9. — Aplicación de la contrarreacción al circuito de la figura anterior a través de la resistencia R_4.

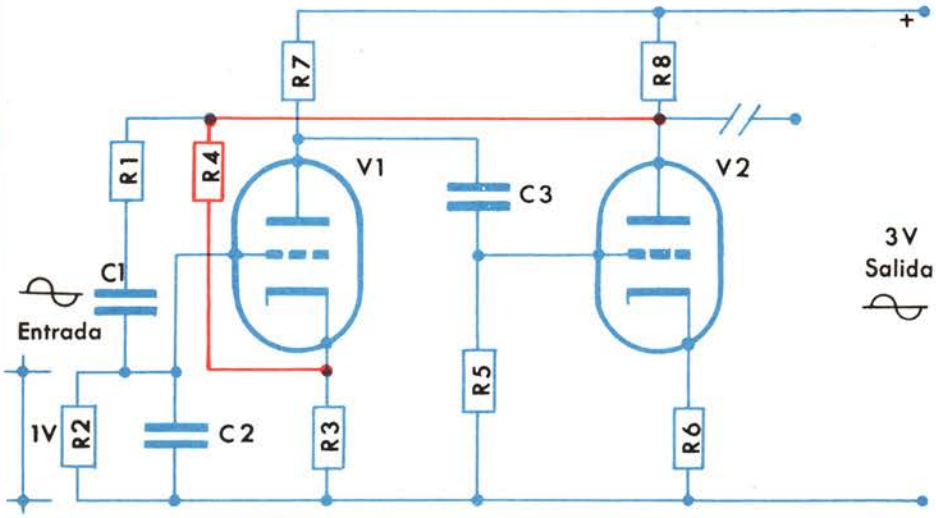


Figura 10. — Esquema de un oscilador de puente de Wien. Para mantener la oscilación, se ha insertado en la entrada el circuito de defasamiento ilustrado en la figura 3.

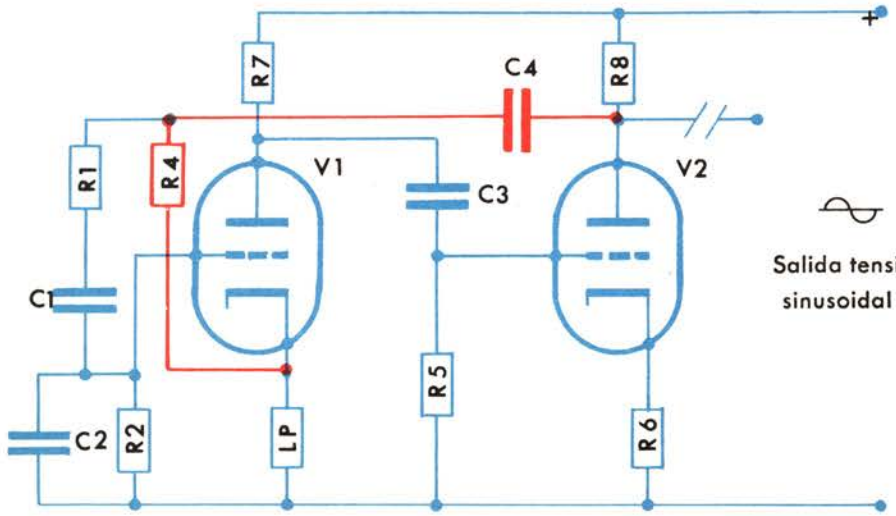


Figura 11. — Esquema mejorado de un oscilador de puente de Wien. Consiste en la adición de una lamparita o termistor L.P. para mantener constante la amplitud de las oscilaciones.

la cual sólo se refiere a la resistencia R_1 y al condensador C_1. Esta fórmula pone en evidencia el hecho de que la frecuencia aumenta con la disminución del valor de la resistencia R o de la capacidad C, o bien de las dos (es suficiente la variación de uno sólo de los dos componentes). La subdivisión de las gamas de frecuencia puede hacerse de forma que cada una de las escalas tenga frecuencias diez veces superiores a las de la inmediata inferior. Por ejemplo, de 20 a 200, de 200 a 2000 y de 2000 a 20.000 períodos por segundo podrían constituir las frecuencias de cada una de las tres gamas de un determinado generador de B.F.

En la realización práctica de este circuito es frecuente introducir otro elemento entre cátodo y masa: una lamparita o un termistor (véase la figura 11). Tanto aquélla como éste tienen la facultad de variar por efecto térmico la corriente que los atraviesa, debido a la variación del valor de su resistencia al variar la temperatura.

Véamoslo: cuando aumenta la amplitud de la señal, también aumenta la intensidad que circula a través de la lamparita o del termistor; ello provoca un aumento de su temperatura, lo que hace variar su resistencia, lo cual produce una caída de tensión que varía proporcionalmente al cambio de temperatura y compensa la variación original de la señal, estabilizando así su amplitud. Gracias a sus características de estabilidad, este circuito puede generar señales perfectamente sinusoidales y carentes de armónicos, característica que le hace ser empleado en muchos generadores de señales de baja frecuencia.

EJEMPLOS PRACTICOS DE OSCILADORES DE BAJA FRECUENCIA

Los diversos circuitos adecuados para la producción de oscilaciones de baja frecuencia son similares a los que generan las de alta frecuencia. Hemos examinado el funcionamiento del circuito oscilador de puente de Wien, mediante el cual puede disponerse de una vasta gama de bandas de frecuencia, y en cada una de ellas una elevada variación de frecuencias entre los extremos superior e inferior simplemente variando los valores de los componentes de su circuito de realimentación (resistencia y capacidad). Basándose en este circuito y con diversas modificaciones, se han realizado varios tipos de osciladores de baja frecuencia que no emplean inductancias en el circuito. También hemos descrito la importancia de incluir una resistencia determinada, compuesta por una lamparita normal de iluminación, la resistencia de cuyo filamento varía al variar la temperatura.

Existen diversos tipos de osciladores del tipo de puente de Wien, teniendo la mayor parte la posibilidad de suministrar diversas bandas de frecuencia, con relación generalmente de 10 entre los valores extremos de cada una de ellas. La banda de frecuencia deseada se escoge por medio de un conmutador y la sintonía se realiza mediante un condensador variable doble en tándem similar a los que se emplean en los circuitos superheterodinos de los aparatos de radio para la sintonía y la conversión de frecuencia, o bien mediante un potenciómetro doble. Estos últimos sistemas tienen la ventaja de que es posible variar continuamente la frecuencia dentro de cada banda mediante el simple giro del botón de mando del condensador variable o del potenciómetro. Si el mando está provisto de dispositivo reductor o demultiplicador se obtiene una regulación mucho más precisa y es fácil seleccionar cualquier frecuencia de las que abarca la banda. Sin embargo, la dificultad de lectura presenta cierto inconveniente. En efecto, la lectura realizada en un cuadrante graduado mediante la coincidencia de un índice y la marcación relativa a la frecuencia requerida padece inexactitud de carácter mecánico o por error de paralaje; por lo cual es probable que la frecuencia indicada por el índice difiera de la frecuencia efectiva en cierto porcentaje. Además, también el cuadrante puede tener un determinado porcentaje de error, con todo lo cual el error total resultante sobre la frecuencia de lectura puede ser mayor que el previsto.

Presentamos dos variantes del circuito básico: uno con sintonía —es decir, la selección de las frecuencias— mediante condensadores variables, y otro con la selección de la frecuencia mediante conmutadores. Ambos tipos cumplen las mismas funciones y pueden utilizarse para la puesta a punto de etapas de amplificación de baja frecuencia, así como para hallar las curvas de respuesta, sea de etapas individuales o de todo un conjunto amplificador de B.F.

El primer circuito es el de un generador de baja frecuencia con variación continua de la frecuencia por medio de un condensador variable doble similar a los empleados en los radiorreceptores superheterodinos. (Véase el esquema de la figura 12.) Está compuesto por tres válvulas; las dos primeras generan las oscilaciones y la otra amplifica las señales del oscilador.

El oscilador se basa en el principio de funcionamiento del puente de Wien anteriormente des-

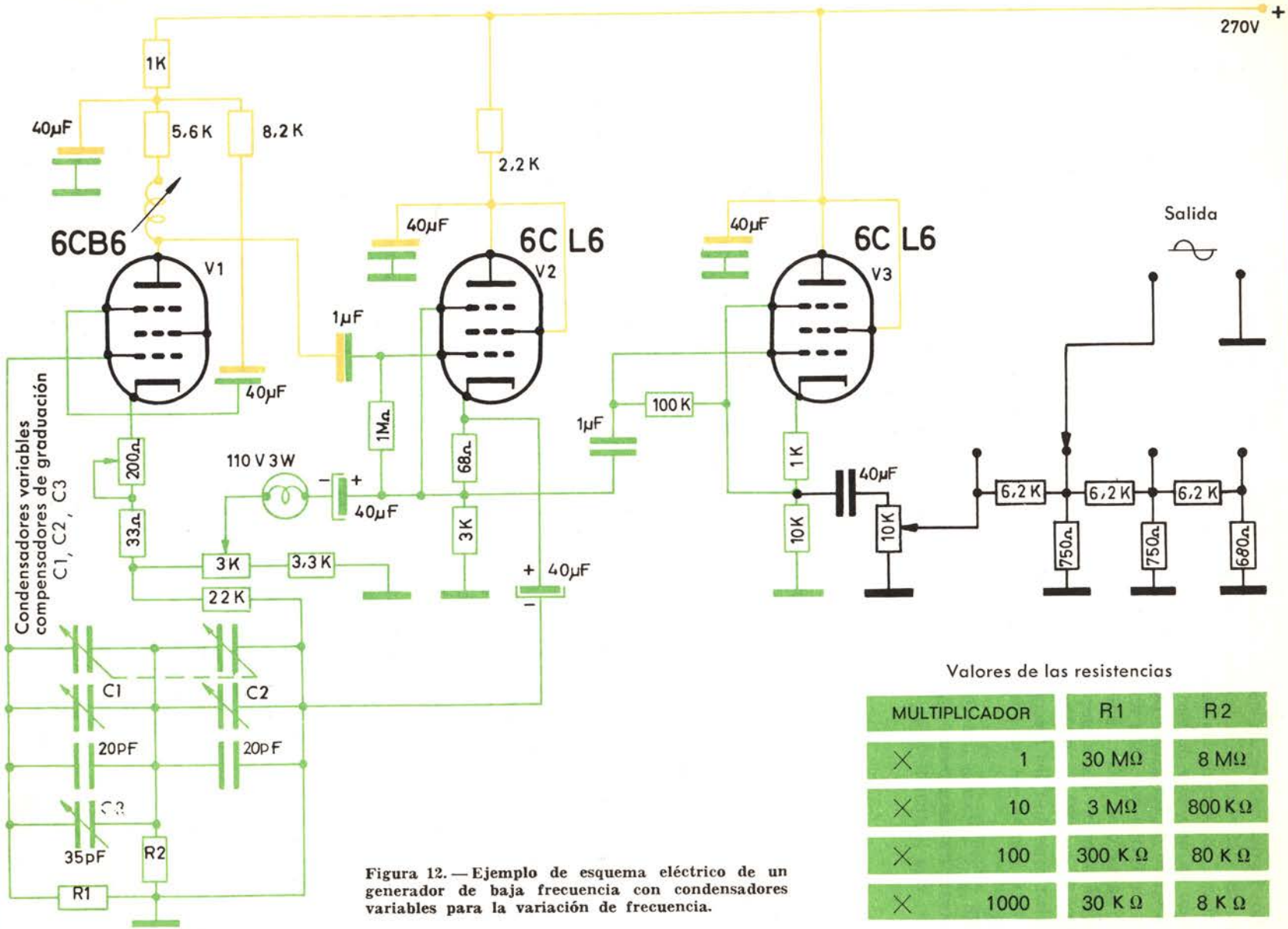


Figura 12. — Ejemplo de esquema eléctrico de un generador de baja frecuencia con condensadores variables para la variación de frecuencia.

Valores de las resistencias

MULTIPLICADOR	R1	R2
× 1	30 MΩ	8 MΩ
× 10	3 MΩ	800 KΩ
× 100	300 KΩ	80 KΩ
× 1000	30 KΩ	8 KΩ

crito. La reacción positiva entre la válvula V_2 y el cátodo de la válvula V_1 se obtiene por medio del filamento de tungsteno de una lámpara de iluminación común. La contrarreacción se aplica, en cambio, desde el cátodo de la válvula V_2 a la rejilla de la válvula V_1 a través de un circuito de realimentación selectiva. La frecuencia de oscilación tiene un valor correspondiente al determinado por dicho circuito; la oscilación tiene lugar cuando la señal debida a la contrarreacción es mínima y el desplazamiento de fase es cero. (Véase el gráfico de la figura 13). La amplitud de la oscilación es casi constante gracias a la presencia de la lámpara de filamento de tungsteno. La reacción negativa, o contrarreacción, se aplica a la rejilla a través de un condensador. Un aumento eventual de la amplitud de la señal de salida aumenta la corriente; y dado que dicha corriente pasa a través del filamento de la lámpara, produce un aumento de su temperatura y por tanto hace que varíe su resistencia, variación que reduce de manera automática el valor de reacción aplicada al cátodo de la válvula V_1, por lo que también la amplitud de la señal de salida resulta proporcionalmente reducida. De esta forma quedan automáticamente estabilizadas las condiciones de funcionamiento.

La variación de la frecuencia se obtiene mediante un circuito compuesto por dos condensadores variables con mando único, dos pequeños condensadores de ajuste —cuya función es hacer concordar la frecuencia con las marcaciones de la escala graduada—, dos condensadores fijos para compensación y, finalmente, los conjuntos de resistencias R_1 y R_2, los cuales se intercambian por medio de un conmutador para variar los factores de multiplicación de las bandas, las cuales van por décadas; es decir, en relación de 1 a 10. Por ejemplo, la primera banda comprende de 10 a 100 c/s; la segunda de 100 a 1000 c/s; la tercera de 1000 a 10.000 c/s y la cuarta de 10.000 a 100.000 c/s. Una tabla anexa al esquema del oscilador detalla los valores de las resistencias R_1 y R_2 para las diferentes gamas.

La válvula V_3 amplifica la señal producida por el oscilador y la aplica al circuito de salida. El amplificador es de seguidor de cátodo o «cathode follower». Además de amplificar, esta válvula se-

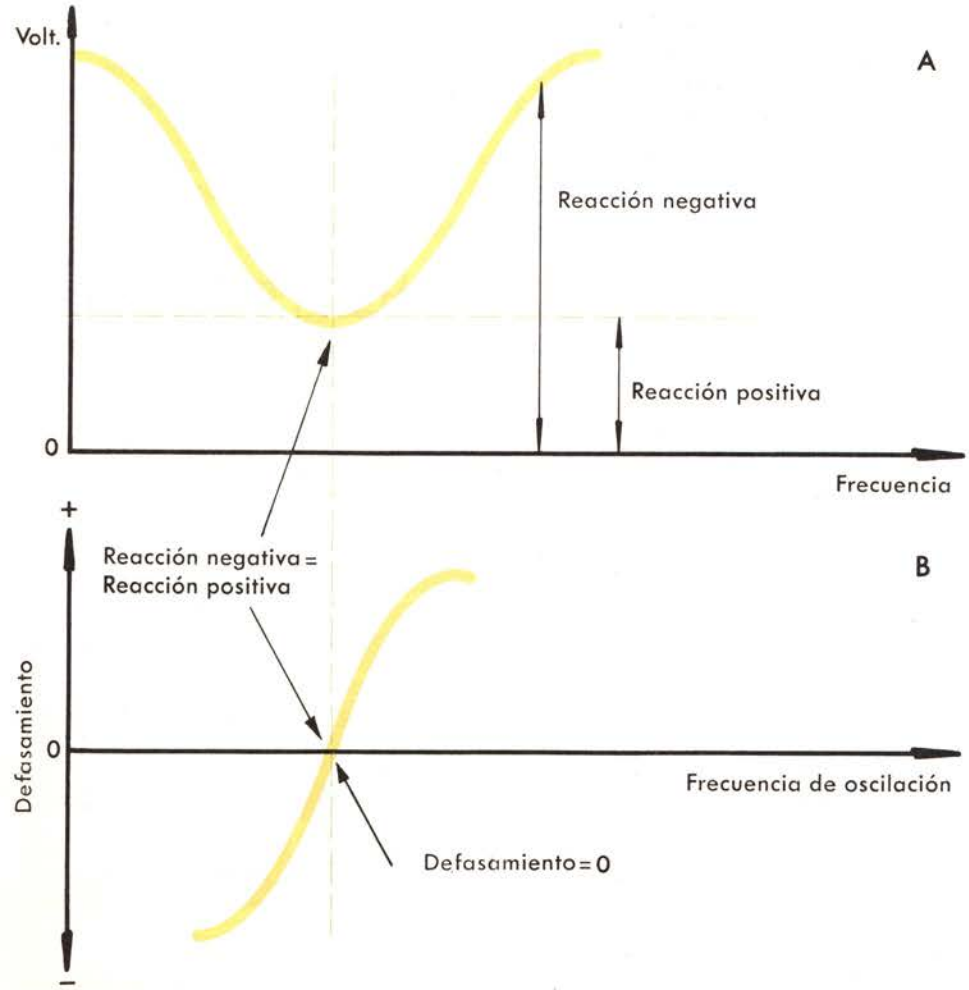


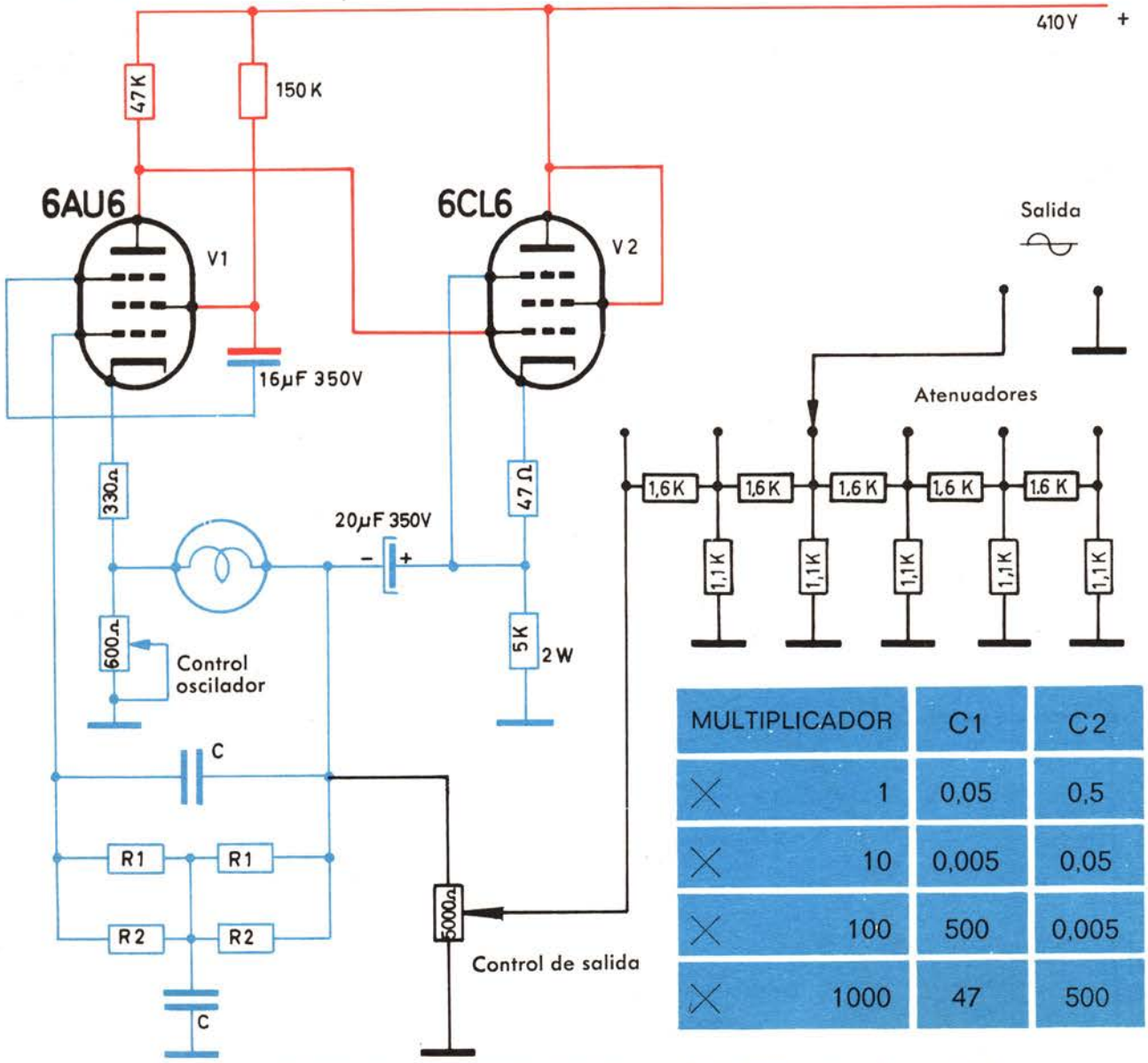
Figura 13. — Gráfico que representa las relaciones que intervienen entre la señal de oscilación (representada en B) y la de contrarreacción aplicada (representada en A).

para el circuito del oscilador de la carga exterior, de forma que cualquiera que ésta sea no influye en el funcionamiento del oscilador, ni en la amplitud ni en la frecuencia de oscilación, lo que hace al oscilador independiente del circuito de carga exterior. La señal amplificada pasa a un atenuador compuesto por una resistencia variable (potenciómetro) que hace que las variaciones sean graduales y por un conmutador cuyas varias posiciones hacen posible, por la conmutación de unas resistencias, que se mantenga casi constante la impedancia de salida.

En el esquema se ha omitido la fuente de alimentación. Puede ser de cualquier tipo —incluso una batería de pilas secas—, con tal que proporcione una tensión continua de 270 voltios además de una tensión (es indiferente que sea continua o alterna) de 6,3 voltios para el encendido de los filamentos de las válvulas.

Otro tipo de circuito de oscilador de baja frecuencia, constituido por dos válvulas, aparece en esquema de la figura 14. La válvula V_1 amplifica la tensión y la otra válvula, es decir, V_2, se utiliza como seguidor de cátodo.

La reacción positiva entre las válvulas V_2 y V_1 se obtiene por medio de una lámpara de filamento de tungsteno del tipo común para iluminación. La contrarreacción se aplica desde la válvula V_2 a la rejilla de la válvula V_1 a través de un circuito compuesto por un divisor de tensión consistente en la propia lamparita y en el control potenciométrico del oscilador.



MULTIPLICADOR	C1	C2
× 1	0,05	0,5
× 10	0,005	0,05
× 100	500	0,005
× 1000	47	500

Figura 14. — Oscilador de baja frecuencia con variación de la frecuencia mediante la conmutación de las resistencias R_1 y R_2.

También en este oscilador, la frecuencia de oscilación está determinada por los valores de los elementos del circuito de reacción. La lámpara de filamento de tungsteno, como en el circuito precedente, tiene además la finalidad de mantener constante la amplitud de oscilación.

El funcionamiento de este oscilador es casi idéntico al del descrito anteriormente. Unicamente difiere el sistema de la variación de frecuencia, que en el primer caso utiliza condensadores variables y en el segundo lo consigue cambiando los elementos de un circuito compuesto en esencia por las resistencias R_1 y R_2 y los condensadores C_1 y C_2. Este circuito consiste en una red del tipo T puenteada con un condensador en paralelo (figura 15). La frecuencia de las oscilaciones producidas viene dada por la fórmula:

$$f_o = \frac{1}{2\ \pi \cdot RC}$$

En la cual

$$C = \sqrt{C_1 \cdot C_2}$$

Para obtener la conmutación de los cinco condensadores que constituyen el multiplicador se acciona un conmutador de cuatro direcciones y cuatro posiciones, representado en la figura 16, con el cual se subdivide la banda completa en cuatro subbandas. Para obtener las variaciones de frecuencia en cada banda se hace variar el valor de las resistencias R_1 y R_2.

También se ha determinado los valores de las resistencias de forma que varíe la frecuencia en factores equivalentes a 1 y a 10. Por ejemplo, para la frecuencia de 10 c/s el multiplicador se conmuta sobre × 1. (El valor de la resistencia R_1 equivale a 100 KΩ.) Dado que la frecuencia y la resistencia son inversamente proporcionales, para producir una frecuencia doble, es decir de 20 c/s, la resistencia necesaria deberá ser igual a la mitad de la precedente, es decir 50 KΩ; de una tercera parte de valor para la frecuencia triple, etc. También aquí se acciona un conmutador de dos sectores para la conmutación de la resistencia R_1 y otro conmutador para la resistencia R_2. Tales conmutadores se representan esquemáticamente en la figura 17, A y B. El conmutador para la resistencia R_1 varía la frecuencia de 10 c/s a 100 c/s si el multiplicador es × 1; de 100 a 1000 c/s si el multiplicador es × 10, etc. En cambio, el conmutador para la resistencia R_2, unido en paralelo al conmutador de la resistencia R_1, varía la frecuencia de 1 a 10 c/s. Como es natural, el valor de la resistencia R_2 debe ser diez veces mayor que el de la resistencia R_1. Con estos dos grupos de resistencias se forma la red en doble I que constituye la contrarreacción o reacción negativa.

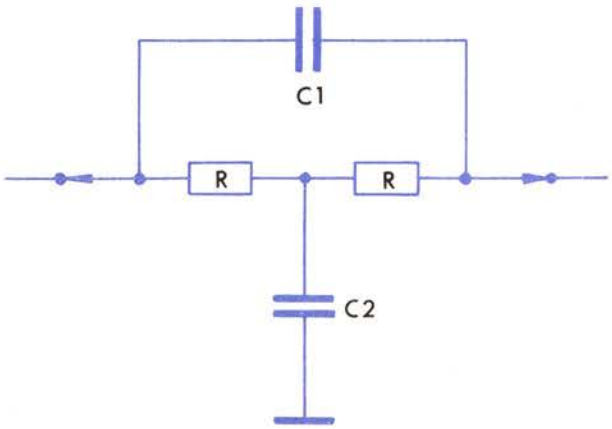


Figura 15. — Equivalente de circuito que constituye la red en T constituido por las dos resistencias R y por los condensadores C_1 y C_2.

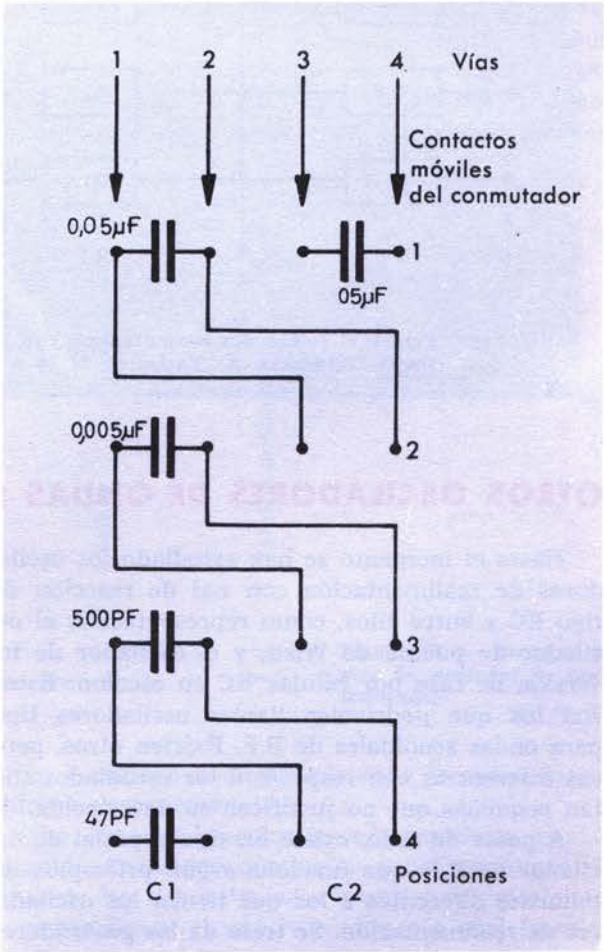


Figura 16. — Representación del conmutador multiplicador para conmutar los cinco condensadores que forman C_1 y C_2.

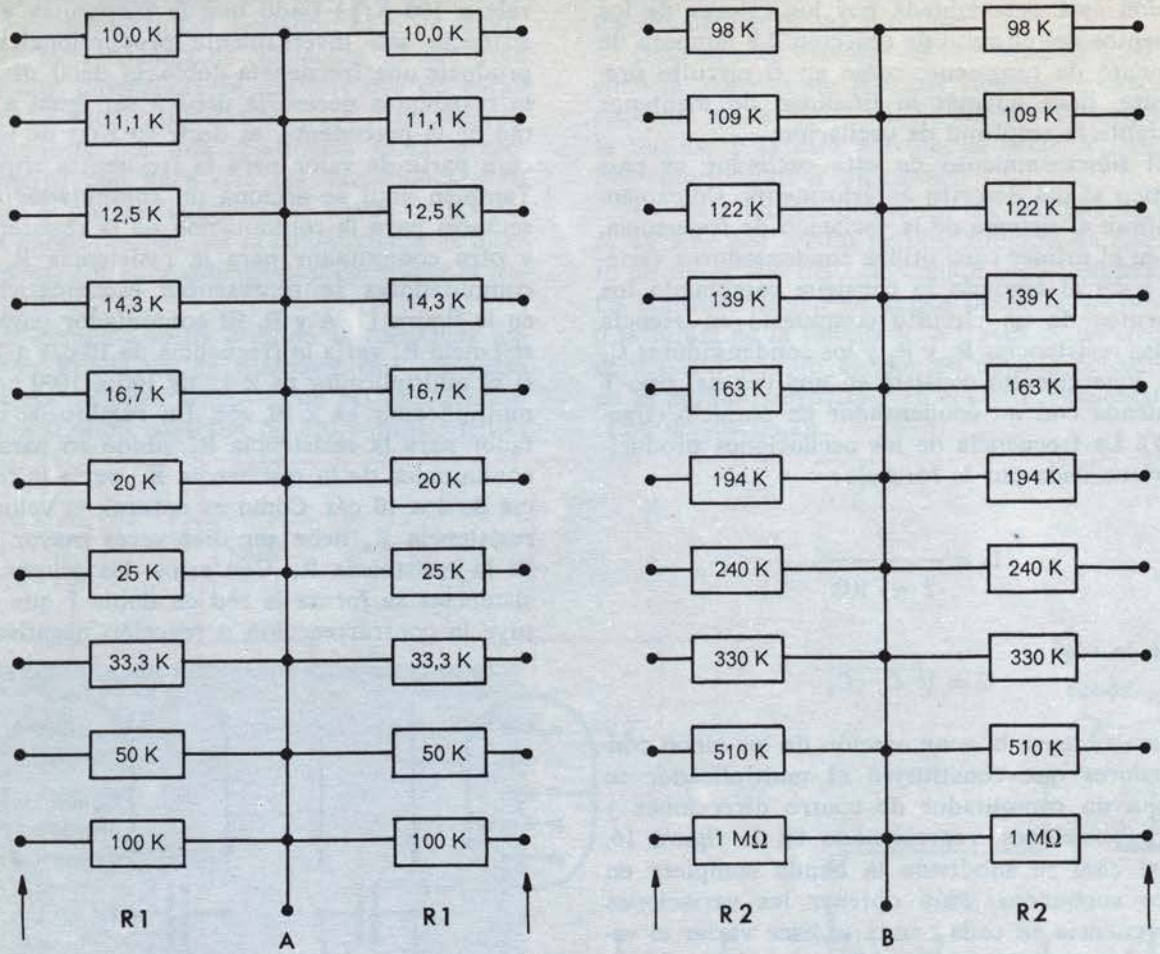


Figura 17. — Los dos conmutadores con los valores de la resistencia, con los cuales se varía la frecuencia. A) Variación de 10 a 10 Hz. B) Variación de 1 Hz.

OTROS OSCILADORES DE ONDAS SENOIDALES DE B.F.

Hasta el momento se han estudiado los osciladores de realimentación con red de reacción de tipo RC y entre ellos, como representación, el oscilador de puente de Wien, y el oscilador de inversión de fase por células RC en escalón. Estos son los que podríamos llamar osciladores tipo para ondas senoidales de B.F. Existen otros, pero sus diferencias con respecto a los estudiados son tan pequeñas que no justifican su descripción.

A pesar de todo, existe un tipo especial de oscilador de B.F. que funciona según principios totalmente diferentes a los que tienen los osciladores de realimentación. Se trata de los generadores de batido.

Básicamente estos generadores funcionan como sigue: están constituidos por dos circuitos oscilantes de alta frecuencia. Entre las ondas que suministran estos osciladores, que son de frecuencias diferentes, tiene lugar un batido o heterodinación; es decir, las dos ondas de alta frecuencia se mezclan entre sí de manera adecuada para que surja una frecuencia igual a la diferencia entre los valores de las dos altas frecuencias.

Este puede conseguirse, por ejemplo, disponiendo de un oscilador que suministre una frecuencia fija y otra variable, de forma que la diferencia entre las dos frecuencias disponibles sea la baja frecuencia deseada.

Como no es un tipo de aparato frecuente, al menos para la labor normal de taller, dejamos aquí su estudio y con él el de los generadores de ondas senoidales de B.F.

OSCILADORES DE RELAJACION - GENERADORES DE ONDAS NO SENOIDALES DE B.F.

Un oscilador de relajación es un circuito en el que un elemento pasa bruscamente de un estado a otro. Este elemento puede ser, por ejemplo, un condensador que se descargue bruscamente con cierta periodicidad; puede ser un transistor o válvula que pasa brusca y periódicamente del estado de conducción al de corte y viceversa, etc.

Estos osciladores son, por regla general, la base de los generadores no senoidales.

Entre los osciladores no senoidales, cabe destacar los multivibradores que pasamos a estudiar seguidamente.

EL MULTIVIBRADOR COMO GENERADOR DE ONDAS CUADRADAS

Los circuitos multivibradores se emplean principalmente como generadores de forma de onda cuadrada o rectangular, y se pueden dividir en tres clases principales:

1. Multivibradores biestables;
2. Multivibradores monoestables;
3. Multivibradores no estables, o astables.

Los multivibradores son osciladores de relajación cuyo funcionamiento se basa en el almacenamiento de energía eléctrica en un condensador, y después la brusca descarga de éste cuando llegan a un cierto nivel.

Hagamos una breve introducción para explicar cómo actúan estos circuitos. Están compuestos por dos válvulas triodo, más algunas componentes corrientes: resistencias y condensadores. (Véase la figura 18.)

De estos tres tipos de multivibradores, sólo el astable puede considerarse como verdadero oscilador. Los otros dos tipos no pueden oscilar libremente y la basculación o cambio brusco de condiciones eléctricas de sus componentes, necesaria para la oscilación, sólo puede producirse cuando se excitan con una señal adecuada, que puede ser una onda senoidal de suficiente amplitud, onda cuadrada o cualquier tipo de pulsos que tengan amplitud superior a un determinado límite. Estos multivibradores son los monoestables y los biestables.

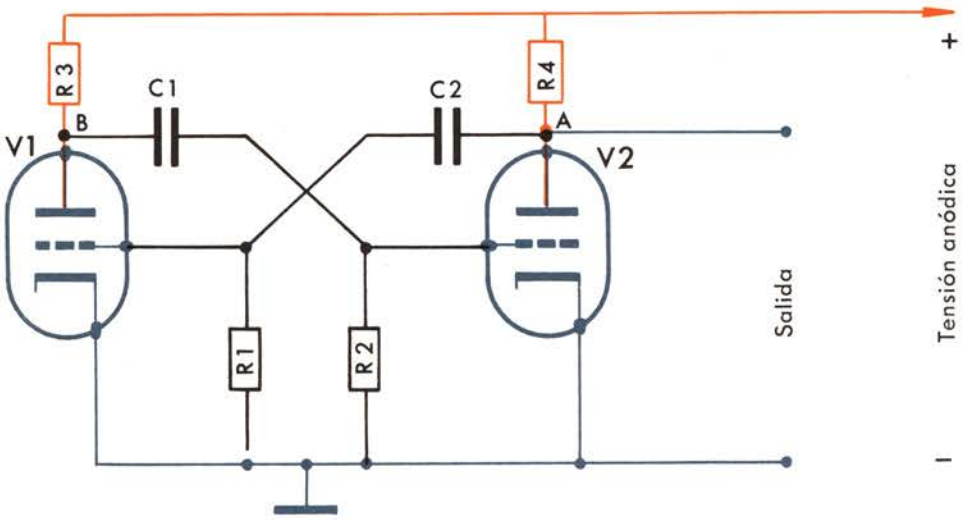


Figura 18. — Circuito típico de oscilador de multivibrador.

Aunque ambos presenten dicha propiedad, hay que señalar que su comportamiento frente a esta señal de excitación necesaria es diferente por completo.

Un multivibrador monoestable tiene, de los dos posibles estados de basculación, uno que es estable y otro inestable, de tal manera que en ausencia de excitación permanece en el estado estable; pasa al estado inestable cuando le llega la excitación y retorna al estable cuando la señal de gobierno desaparece.

La aludida basculación se manifiesta por el cambio de estado conductor a no conductor de una de las dos válvulas o transistores que siempre componen el multivibrador, sea cual fuere el tipo.

En el caso del multivibrador biestable, los dos posibles estados de basculación son estables; o

sea, que pueden persistir indefinidamente. Lo que ocurre al llegarle la señal de excitación es que cambia el estado; y así queda el circuito, aunque cese la señal, hasta que un nuevo impulso le obligue de nuevo a bascular.

De lo dicho puede comprenderse que si bien no es posible emplear como osciladores estos tipos de multivibradores (los monoestables y los biestables), en cambio pueden constituir una parte importante dentro del conjunto de circuitos que constituye un generador, ya que pueden emplearse junto a osciladores de ondas senoidales o multivibradoras astables que suministren las señales de excitación y sean los verdaderos generadores de las ondas.

Veamos ahora en qué forma funcionan los circuitos que estudiamos.

Supongamos que en el momento de aplicar la tensión anódica al circuito las válvulas ya estén encendidas (es decir, que su cátodo haya llegado a la temperatura de emisión de electrones) y que la rejilla de la válvula V_1 recibe un impulso de tensión positiva; lo cual provoca un aumento de la corriente de placa a través de la válvula. Si, por el contrario, el impulso aplicado fuese de tensión negativa, disminuiría la corriente de placa; y si la tensión negativa rebasase cierto límite la válvula se bloquearía y por tanto cesaría la corriente de placa. Examinemos ahora lo que sucede cuando la rejilla es positiva: existe corriente de placa; en otras palabras: la válvula conduce, y en este caso funciona como un interruptor cerrado.

La placa recibe tensión positiva a través de una resistencia, la cual cuando la válvula conduce provoca una disminución de la tensión anódica. Por el contrario, si la tensión negativa de rejilla excede del umbral del bloqueo la válvula deja de conducir, lo que lleva consigo un aumento de la tensión de placa. La válvula se comporta como un interruptor abierto. El paso del estado conductor al estado de bloqueo de cada triodo lo llevan a cabo las resistencias R_1 y R_2 y los condensadores C_1 y C_2 como ya veremos. Sin embargo, la carga de los condensadores no puede variar instantáneamente, sino que necesita cierto período de tiempo para almacenarse y descargarse. Este tiempo depende de los valores de la resistencia y de la capacidad de los circuitos.

Todo lo explicado acerca de la válvula V_1 es aplicable a la válvula V_2, que funciona en estado conductor o de bloqueo.

El multivibrador, de cualquier tipo que sea, está compuesto por dos triodos, los cuales funcionan de esta forma: cuando uno está bloqueado el otro conduce. Se comportan como dos interruptores sincronizados y con acción opuesta: cuando uno está cerrado, el otro está abierto. Por medio de la inversión en los dos triodos de las fases de funcionamiento citadas se llega a obtener en los extremos de la resistencia de carga de uno de ellos una onda de forma rectangular.

EL MULTIVIBRADOR NO ESTABLE O ASTABLE

Este tipo de oscilador funciona sin necesidad de recibir señales exteriores, a diferencia de lo que ocurre con los otros dos tipos de multivibradores.

El circuito de un multivibrador astable con acoplamiento por placa, como el de la figura 18, tiene acoplamiento exclusivamente capacitivo, aunque ninguno de los dos triodos puede permanecer constantemente en estado de bloqueo. Este multivibrador, por tanto, no es estable; en cambio tiene dos estados casi estables, entre los cuales oscila periódicamente.

Supongamos que el funcionamiento se inicia en el momento en que la válvula V_2 termina la fase de bloqueo e inicia el estado de conducción.

La resistencia R_4, en serie en tensión anódica, hace decrecer la tensión de placa. La variación repercute en el circuito de rejilla de la primera válvula a través del condensador C_2, que acopla la placa de la válvula V_2 y la rejilla de la válvula V_1, de tal forma que a cada aumento de la corriente de placa de la válvula V_2 corresponde una disminución de la corriente de placa de la válvula V_1. Esto sucede porque las variaciones de tensión de placa presentes en la salida de una cualquiera de las dos válvulas están en oposición de fase con respecto a las variaciones de tensión presentes en la rejilla de la misma válvula, y al decrecer la tensión del punto A, la placa del condensador C_2 conectada a este punto sufre un brusco descenso de tensión, lo que provoca una corriente de descarga del mismo a través de R_1 y V_2, que hace decrecer la tensión de la rejilla de V_1, obligándola a un bloqueo más rápido. Al mismo tiempo, al aumentar la tensión en B (ya que la corriente por V_1 decrece) se carga C_1, con la placa positiva conectada a B, lo que da lugar a una corriente en el sentido de C_1 a R_2, a través de R_3. Esta corriente hace más positiva la rejilla de V_2, ayudando más a la conducción de la válvula V_2.

Como los efectos de desbloqueo de V_2 son acumulativos, el paso a estado conductor es suma-

mente rápido, apareciendo en A un descenso brusco de la tensión, que hasta ahora había sido igual a la tensión de alimentación. (Fig. 19, tramo *b-c*.)

Una vez se ha descargado C_2 (el tiempo necesario para ello depende de la constante de tiempo del circuito R_1-C_2, o sea, de $t_1 = R_1 \times C_2$), cesa la corriente a través de R_1 (estamos en el punto *d* de la onda, figura 19), y se hace más positiva la rejilla de V_1, lo que desbloquea esa válvula; la que, siguiendo un proceso idéntico al que hizo conductora a V_2, rápidamente conduce, a la vez que se bloquea la V_2 (estamos en el tramo *d-e* de la onda; figura 19, ya que al anularse la corriente de V_2, la tensión de A es de nuevo la de alimentación). Así sigue el sistema hasta que la descarga de C_1 a través de R_2 (con constante de tiempo $t_2 = R_2 \times C_1$) hace bascular de nuevo el estado de las válvulas.

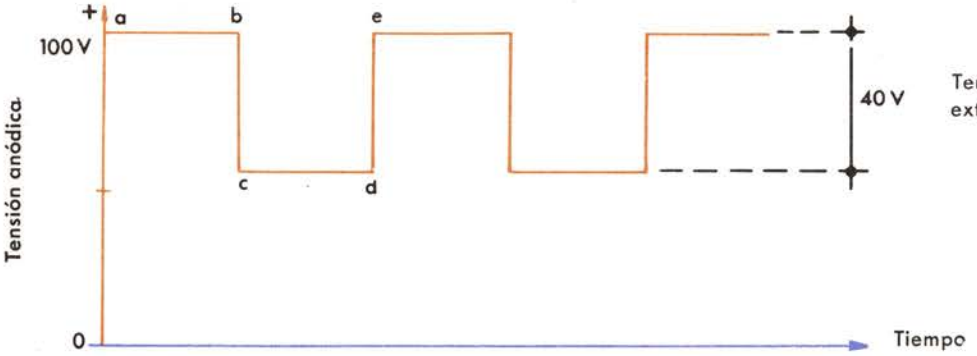


Figura 19. — Principio de funcionamiento del multivibrador para la generación de tensión de onda cuadrada o rectangular. Se hace visible la evolución de la tensión provocada por el cierre y apertura del interruptor del dispositivo.

Figura 20. — Generador de baja frecuencia. De alta potencia (150 W). Tensión máxima de salida: 800 V. Impedancia para esta salida: 4.270 Ω. Margen de frecuencias: de 30 a 30.000 Hz.

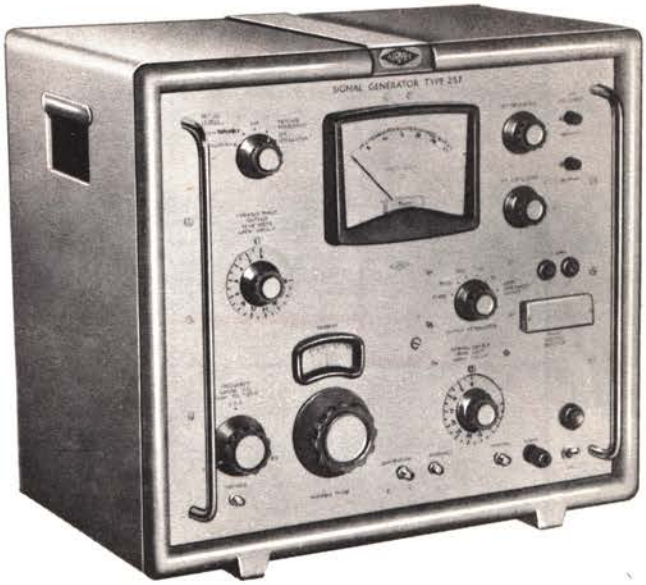


Figura 21. — Generador de muy baja frecuencia. Tensión máxima de salida: 50 V, con atenuador calibrado. Impedancia para esta salida: 150 Ω. Margen de frecuencias: de 0,3 a 30 Hz.

En la figura 22 pueden seguirse las variaciones de tensión de cada rejilla y las de corriente de cada válvula, en cada instante.

Su funcionamiento es muy parecido al del multivibrador representado en la figura 18.

Supongamos que, en el instante inicial, T_1 conduce y T_2 está bloqueado. Al descender la tensión del punto A, C se descarga a través de R_1 y T_1, haciendo subir la tensión de D, con lo que T_2 queda a punto de conducir. Al mismo tiempo, por la tensión elevada de B, C_2 se carga a través del camino R_5-R_7, bajando poco a poco la tensión de C. Cuando esta tensión llega a un determinado valor, T_1 empieza a bloquearse; C_1 se carga a través de R_3-R_8, aumentando la tensión de D que satura T_2 haciéndolo conductor. A la vez, C_2 ha bloqueado T_1 al transmitir al punto C el descenso brusco de tensión de B.

Sigue C_2 descargándose y C_1 cargándose hasta que sobreviene una nueva oscilación; y así continúa el circuito funcionando y suministrando ondas cuadradas.

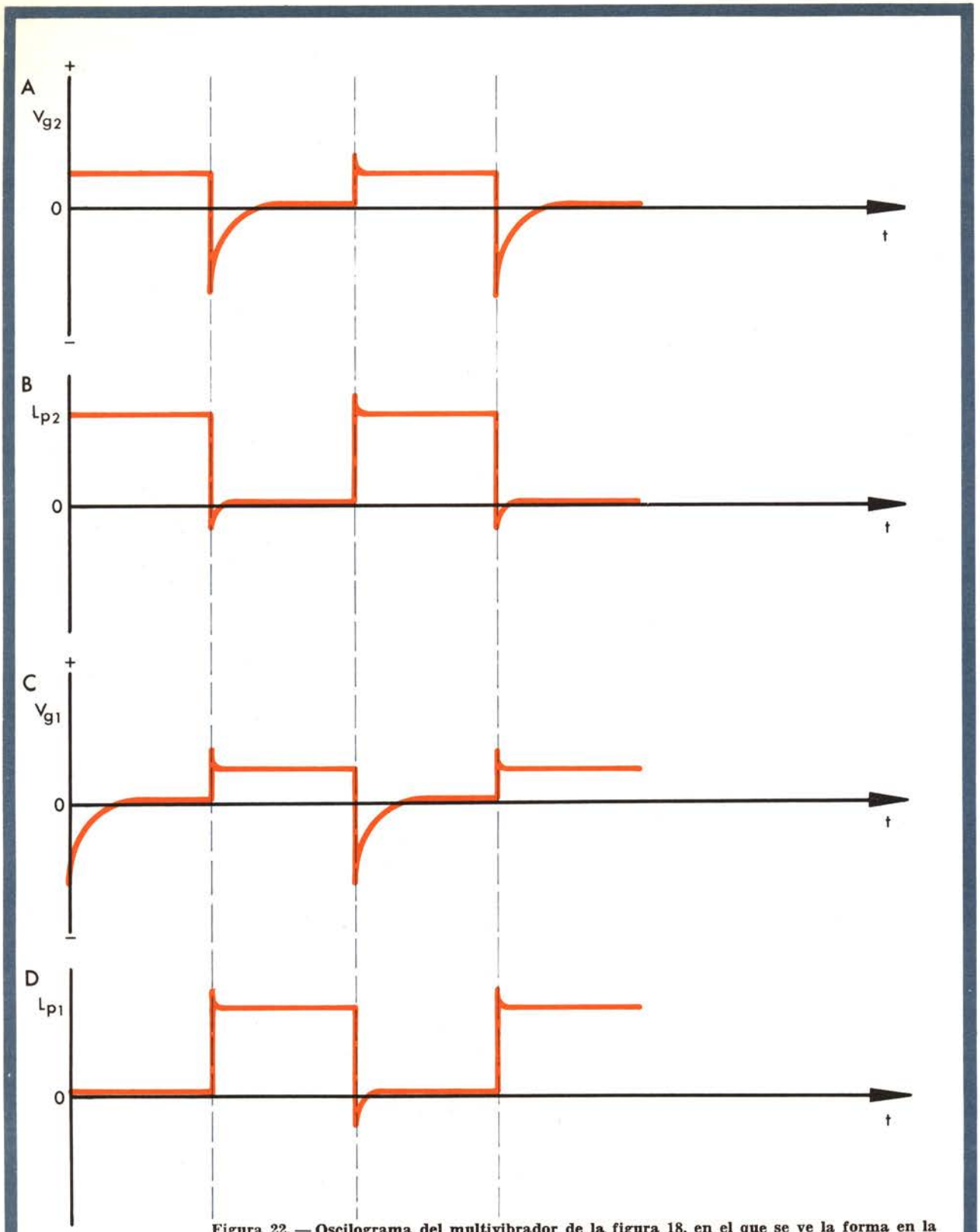


Figura 22. — Oscilograma del multivibrador de la figura 18, en el que se ve la forma en la que los valores instantáneos del potencial de rejilla y de las corrientes anódicas varían durante el ciclo de funcionamiento. A) potencial en la rejilla de la válvula V_2 (Vg_2). B) corriente anódica de la placa de la válvula V_2 (Ip_2). C) potencial en la rejilla de la válvula V_1 (Vg_1). D) corriente anódica de la placa de la válvula V_1 (Ip_1).

La frecuencia de oscilación del multivibrador está determinada en primer lugar por los valores de las resistencias de rejilla y de las capacidades de los condensadores de acoplamiento a placa; pero está también influida por otras constantes del circuito, por las características de las válvulas y por los potenciales eléctricos. Puede ajustarse el multivibrador de forma que genere frecuencias comprendidas dentro de una amplia gama con sólo variar los valores de R_1, R_2, C_1, C_2.

El límite superior de la gama es la frecuencia más elevada a la que la amplificación por resistencia-capacidad es eficaz, y el inferior está determinado por la dispersión del condensador de rejilla, en relación con la propia capacidad.

La figura 24 muestra un circuito que puede actuar como generador típico de ondas cuadradas. Se trata de un multivibrador con acoplamiento catódico y forma parte de los circuitos de la clase *multivibrador monoestable*. Difiere del tipo descrito precedentemente en que en vez del acoplamiento por condensadores entre placas y rejillas de las dos válvulas se utiliza el obtenido con una resistencia catódica R_k, sin capacidad en paralelo, y en que el cátodo es común para los dos triodos. Se aprecia la utilidad de este circuito considerando su respuesta a una tensión de entrada E va-

Figura 23. — Generador de baja frecuencia. Con dos salidas de fase invertida. Tensión máxima de salida: 20 V. Impedancia para esta salida: 20 KΩ. Margen de frecuencias: de 10 a 1.000.000 Hz.

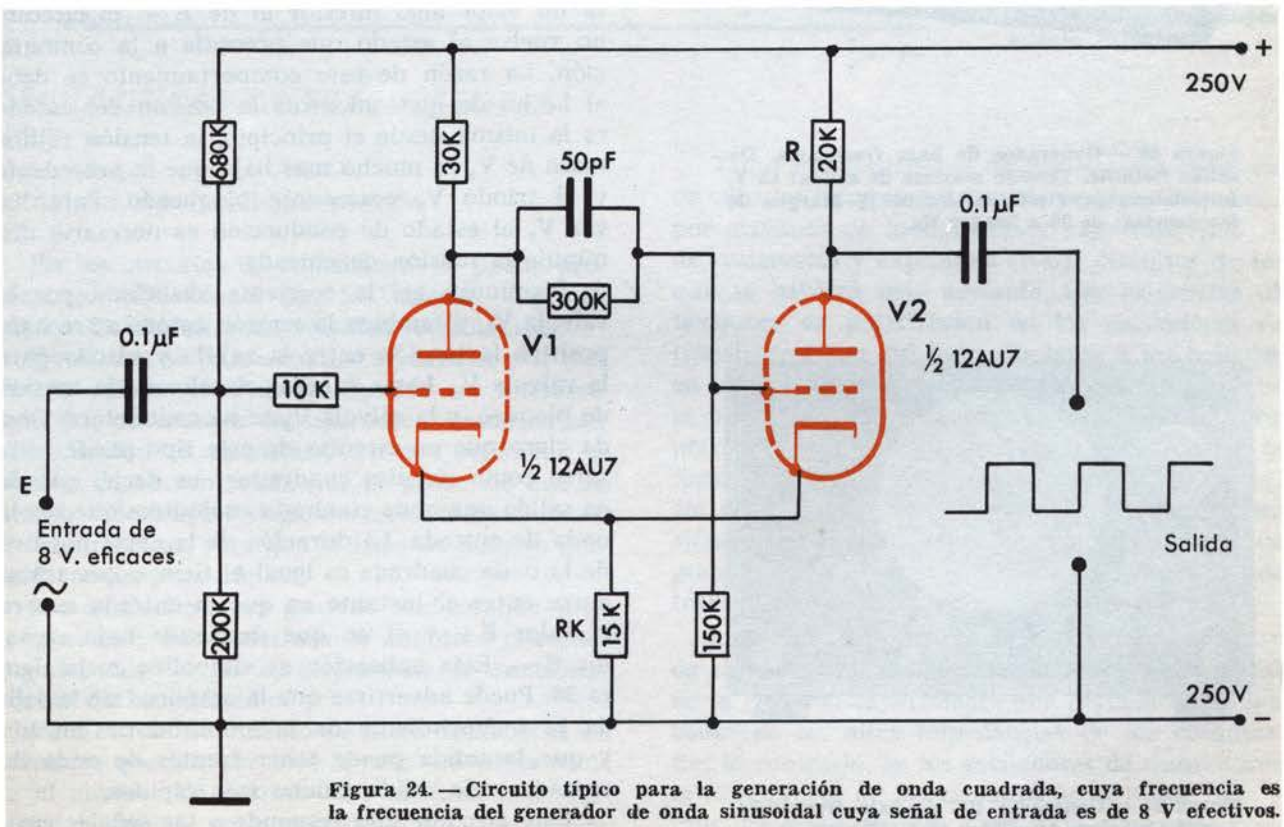


Figura 24. — Circuito típico para la generación de onda cuadrada, cuya frecuencia es la frecuencia del generador de onda sinusoidal cuya señal de entrada es de 8 V efectivos.

Figura 25. — Generador de baja frecuencia. Tensión máxima de salida: 5 V. Con atenuadores calibrados en dB. Impedancia de salida para la tensión máxima: 75 Ω. Margen de frecuencias: de 25 a 500.000 Hz.

Figura 26. — Generador de baja frecuencia. De salida flotante. Tensión máxima de salida: 15 V. Impedancia para esta salida: 600 Ω. Margen de frecuencias: de 30 a 300.000 Hz.

Figura 27. — Generador RC de baja frecuencia. Tensión máxima de salida: 10 V. Margen de frecuencias: de 20 a 250.000 Hz.

riable. Supongamos que la tensión de entrada E sea nula. Es fácil ver que el triodo V_1 está en estado de bloqueo y que su placa, omitiendo el efecto del condensador de acoplamiento, se encuentra a la máxima tensión anódica. Cuando la tensión E aumenta, el triodo V_1 conduce hasta el momento en que cesa el bloqueo. Superada dicha tensión, el triodo V_1 comienza a conducir. En este punto baja la tensión de placa de V_1, y con ella también cae la tensión en la rejilla de V_2.

Cuando el triodo V_2 está bloqueado la tensión de entrada E llega al valor máximo. La tensión de rejilla de V_2 ha alcanzado el valor de bloqueo, y por tanto V_2 deja de conducir.

Una vez se ha realizado la conmutación, un posterior aumento de la señal de entrada E no influye en la tensión de placa del triodo V_2. Se verá que este circuito presenta histéresis, o sea, que la tensión a la que se produce la conmutación es diferente según la tensión de mando E crezca o decrezca. Llamemos E+ el valor de E con que se tiene la conmutación en aumento (o sea en la que el triodo V_1 pasa del estado de bloqueo al de conducción); y demos el nombre de E— al valor de E con que se obtiene la conmutación en disminución (para la cual el triodo V_1 pasa del estado de conducción al de bloqueo). Si E excede del valor E+ y disminuye de manera sucesiva hasta un valor algo inferior al de E—, el circuito no vuelve al estado que precedía a la conmutación. La razón de este comportamiento se debe al hecho de que, mientras la tensión del cátodo es la misma desde el principio, la tensión rejilla-masa de V_2 es mucho más baja que la precedente y el triodo V_2 permanece bloqueado. Para llevar V_2 al estado de conducción es necesario disminuir la tensión de entrada.

Disminuye así la corriente absorbida por la válvula V_1, y también la tensión catódica; se hace positiva la tensión entre la rejilla y cátodo para la válvula V_2, hasta superar el valor de la tensión de bloqueo, y la válvula V_2 se ha conductora. Queda claro que un circuito de este tipo puede utilizarse como circuito cuadrador; es decir, que dé en salida una onda cuadrada cualquiera que sea la onda de entrada. La duración de la parte positiva de la onda cuadrada es igual al tiempo que transcurre entre el instante en que la entrada supera el valor E+ y el en que desciende bajo el valor E—. Esta aplicación se simboliza en la figura 28. Puede advertirse que la amplitud de la salida es independiente de la amplitud de entrada y que la salida puede tener frentes de onda de entrada y de salida mucho más rápidos.

Este circuito sólo responde a las señales cuya amplitud excede del valor E+ y se ha descrito

como una posibilidad de actuar un generador de esta manera, gobernando la entrada de un multivibrador monoestable por un oscilador senoidal o un multivibrador astable, ya que no es necesario que la tensión de entrada sea senoidal. La única condición impuesta ha sido que su amplitud supere E+, que puede cumplirla perfectamente la señal que proporcione un multivibrador estable.

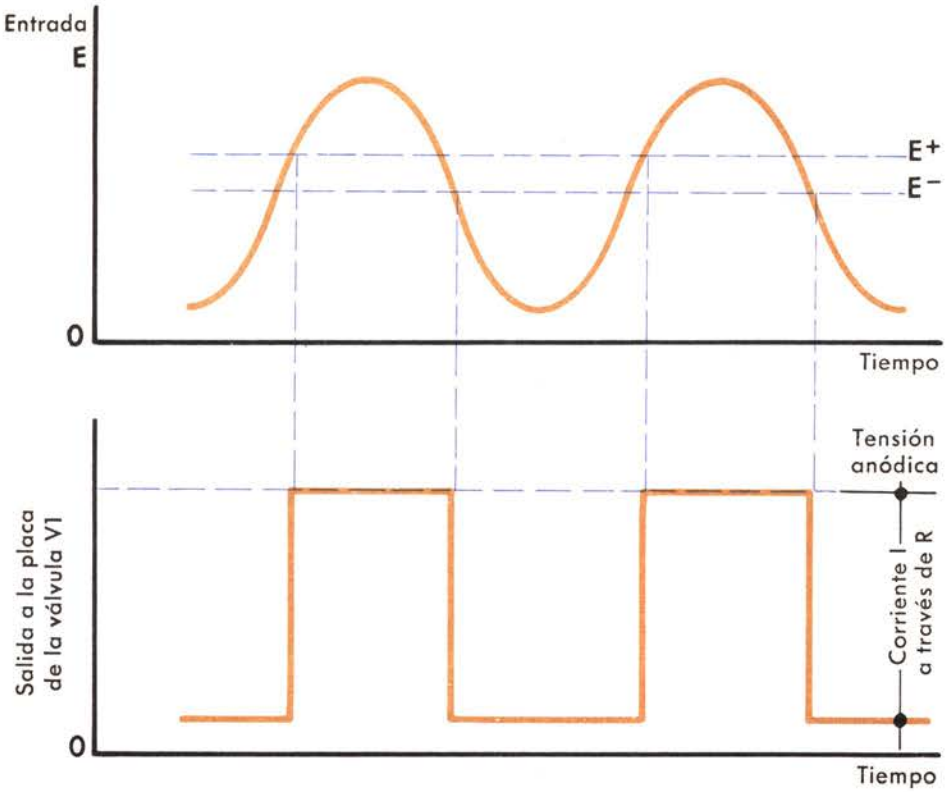


Figura 28. — Respuesta a una señal de entrada del multivibrador con acoplamiento catódico.

OSCILADORES DE TRANSISTORES

Principio de funcionamiento

En los circuitos de transistores se puede provocar las oscilaciones por los mismos sistemas que en los circuitos de válvulas termoiónicas.

En efecto, se puede excitar el circuito por medio de señales exteriores, o puede ser autoexcitado. Los osciladores del tipo autoexcitado entran en oscilación en el instante en que se aplica la tensión de alimentación, por el hecho de que la energía eléctrica no llega de manera instantánea al nivel máximo, sino que lo hace de manera gradual aunque muy rápida.

Las oscilaciones se generan aumentando progresivamente hasta alcanzar la amplitud máxima, que depende de las características de funcionamiento del amplificador.

Para el funcionamiento de estos osciladores es necesario que una parte de la señal de salida vuelva al circuito de entrada con idéntica fase que la señal presente en la entrada, con lo que se tiene una reacción positiva. (Figura 29.)

Tanto los osciladores de transistores como los de válvulas termoiónicas pueden estar constituidos por sistemas de inductancia y capacidad (L-C) o de resistencia y capacidad (R-C); circuitos de los que se hablará más adelante. Las exigencias de tensiones de polarización en los osciladores de transistores son del todo similares a las halladas en los osciladores de válvulas. Además, dado que la posible inestabilidad del punto de trabajo repercute en la amplitud de la señal de salida, en la forma de onda y en la estabilidad de la frecuencia de oscilación, al proyectar un oscilador transistorizado hay que tener en cuenta un factor de gran importancia: la estabilización del punto de trabajo de cada transistor.

Los valores de las impedancias de entrada y de salida de las válvulas son elevados, y la señal en la reacción experimenta una pérdida mínima a causa de las altas impedancias de los circuitos. Por lo contrario, en los osciladores de transistores la impedancia de los circuitos es de valor bajo y muy diferente de unos a otros, lo que puede trastornar la buena marcha del oscilador.

Si se quiere transmitir una señal de reacción desde el circuito de salida al de entrada, es necesario utilizar un circuito de adaptación de los diversos valores de impedancia. En algunos casos la pérdida debida a la falta de adaptación de las impedancias puede compensarse dando a la reacción una cantidad mayor de energía.

Con circuitos transistorizados, en todos los casos existe la necesidad de adaptar las impedancias de los circuitos de entrada y de salida a las del circuito de reacción.

En los circuitos con emisor a masa se tienen valores parecidos en las impedancias de entrada y de salida, por lo cual resulta menor la necesidad de una adaptación a las impedancias del circuito de reacción. Este tipo es totalmente análogo al circuito de válvula termoiónica con cátodo a masa, y en este oscilador se tiene entre entrada y salida una inversión de fase en la señal. Las ganancias de tensión, de intensidad y de potencia son todas superiores a la unidad.

Este circuito facilita los más elevados valores de ganancia y de potencia, por lo que resulta ser el más adecuado para el empleo de los transistores.

La elección del tipo de circuito en que se emplean transistores para realizar un oscilador depende de las exigencias del propio oscilador, así como de las ventajas que cada uno de los sistemas arriba descritos pueda garantizar como amplificador.

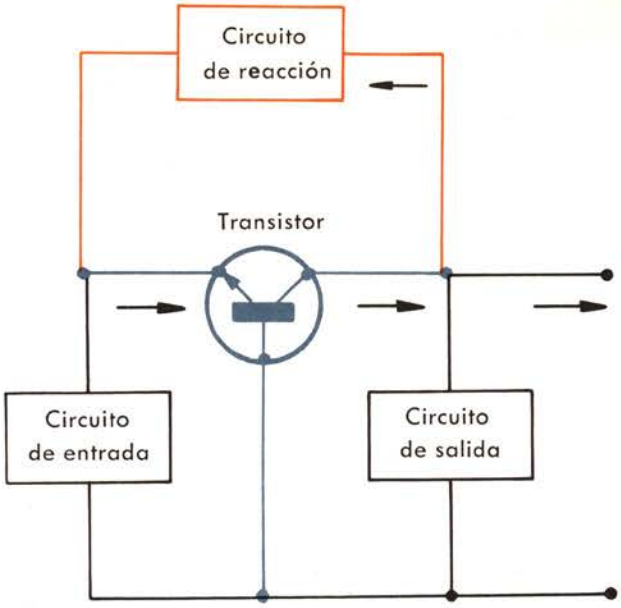


Figura 29. — Esquema de un oscilador de transmisor en bloques. Cómo se presentan los principales circuitos, de entrada, de salida y de reacción.

ESTABILIDAD DE LA FRECUENCIA

La estabilidad de la frecuencia de oscilación de un generador con transistor más depende del propio transistor que de los elementos que componen el circuito. La tensión continua que alimenta el circuito se elige de forma que asegure las condiciones de funcionamiento sobre la parte recta de la curva característica del transistor empleado. Si el circuito trabaja sobre un tramo no rectilíneo de la curva característica, por causa de tensiones de polarización erróneas o variables, también varían los distintos parámetros del transistor. Dado que tales parámetros son la base de las condiciones de funcionamiento y ejercen determinada influencia en la frecuencia de oscilación, es lógico que al variar la tensión de polarización se produzcan variaciones en la frecuencia de las oscilaciones. *Por tanto, para tener una buena estabilidad de frecuencia tiene primordial importancia que la tensión continua de alimentación sea lo más constante posible.* Influyen otros factores en la estabilidad de la frecuencia; uno de los más importantes está dado por la *capacidad colector-emisor.* Este elemento reactivo, definido a veces como *barrera capacitiva,* varía con la variación de las tensiones de colector y de emisor, pero también es sensible a las variaciones de temperatura.

Si aumenta la tensión del colector aumenta también la frecuencia de oscilación; y si aumenta en cambio la tensión del emisor se tiene una disminución de la frecuencia de oscilación. Estas dos variaciones de frecuencia son debidas a la tensión; por así decirlo, una compensación automática no neutraliza por completo la variación de frecuencia con la variación de la tensión de polarización, porque los efectos de cada tensión de polarización sobre los parámetros del circuito no son iguales ni cualitativa ni cuantitativamente.

Otro factor importante es la temperatura, que cuando varía produce cambios del punto de trabajo de los transistores.

En realidad, un oscilador de transistores no es otra cosa que un amplificador al que se han añadido algunos otros circuitos (como por ejemplo la reacción que determina la producción de las oscilaciones). Los medios que pueden adoptarse para obtener cierta estabilidad de las características de funcionamiento, a pesar de las variaciones de temperatura, se concretan en los termistores, cuya resistencia varía con los cambios de temperatura (compensación térmica).

OSCILADORES TRANSISTORIZADOS PARA BAJAS FRECUENCIAS

Osciladores RC de defasamiento

Estos tipos de osciladores son similares a los descritos con anterioridad que empleaban válvulas termoiónicas.

El circuito comprende la resistencia y la capacidad que determinan el valor de la frecuencia de oscilación y la señal de reacción que desde la salida se conduce a la entrada.

Examinemos un circuito con emisor a masa en el cual la señal está defasada 180° entre la base y el colector. Sin embargo, es necesario proceder a otro defasamiento de 180° para tener la reacción positiva, que sólo se verifica cuando la señal reactiva retrocede desde la salida a la entrada. El defasamiento se obtiene por medio de una red constituida por tres células, cada una de las cuales provoca un defasamiento de 60°. (Figura 30.) Las tres células están respectivamente compuestas por el condensador C_1 y la resistencia R_1; por C_2 y R_2; y por C_3 y R_3. Como la impedancia de un circuito RC es capacitiva, la corriente tiene cierto ángulo de adelanto con respecto a la tensión aplicada. Dicho ángulo de fase está determinado por la relación numérica entre el valor de la resistencia y el de la capacidad.

Hay otras resistencias en el circuito: R_4 y R_5, que tienen la finalidad de determinar la tensión de polarización en la base. El condensador C_4 actúa como filtro de estabilización de la componente alterna presente en la resistencia del emisor R_4.

Tanto en este tipo de oscilador como en el de válvulas termoiónicas la iniciación de la oscilación se produce apenas se aplica la tensión de alimentación; pero también pueden producirla otras causas, como por ejemplo un impulso debido a un ruido parásito o el mismo ruido de fondo del transistor.

Basta, sin embargo, con cerrar el interruptor de alimentación, lo cual equivale a dar un verdadero impulso eléctrico al circuito.

A las variaciones de tensión de la corriente de base corresponden variaciones amplificadas de la corriente del colector, pero con un defasamiento de 180°. La señal de salida que vuelve al circuito de base gira 180°, por medio del adecuado circuito, lo que hace posible la reacción positiva. El oscilador descrito genera señales muy parecidas a la forma de onda sinusoidal, pero con una frecuencia de salida variable con los valores de resistencia y capacidad de la realimentación.

En los circuitos defasadores de tres células es necesario utilizar un transistor de alta ganancia por causa de las notables pérdidas que tienen lugar en el circuito de defasamiento. Para disminuir estas pérdidas se precisa aumentar el número de secciones defasadoras, y por consiguiente no es insólito encontrar más de tres células en osciladores de desplazamiento de fase. En la leyenda del esquema de la figura 30 se indican los valores de los componentes del circuito del oscilador de defasamiento adecuados para que trabaje a 650 ciclos. Como es natural, para cualquier otra frecuencia es necesario variar los valores de los componentes del circuito defasador.

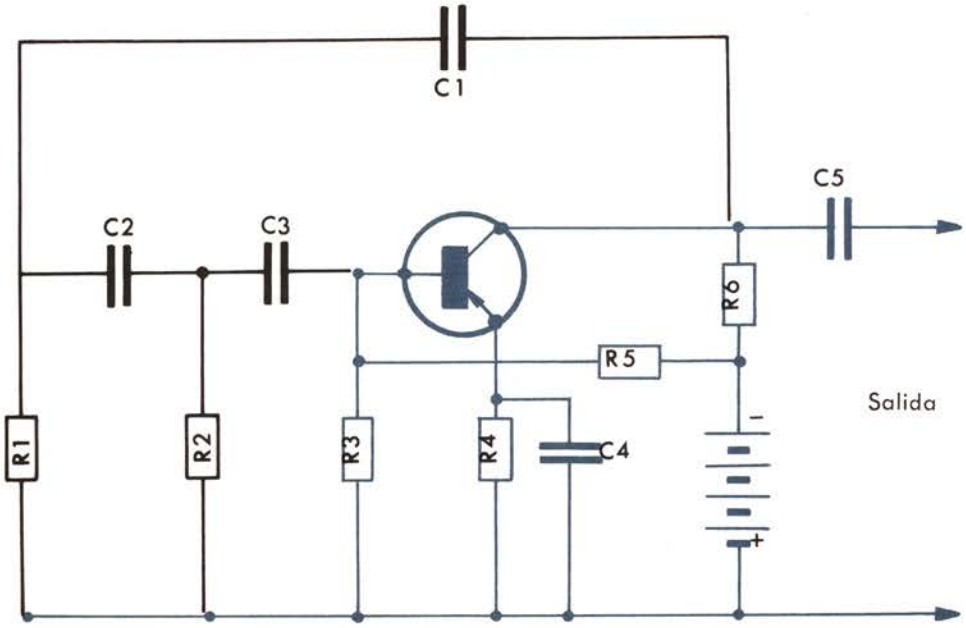


Figura 30. — Esquema del principio de un oscilador de resistencia y capacidad de defasamiento.

$R_1 = 10$ KΩ	$R_6 = 10$ K
$R_2 = 10$ KΩ	$C_1 = 10000$ PF
$R_3 = 10$ KΩ	$C_2 = 10000$ PF
$R_4 = 4{,}7$ KΩ	$C_3 = 10000$ PF
$R_5 = 22$ KΩ	$C_4 = 25$ μF electrolítico 10 V.

Tensión de la batería de pilas, 22 V. Transistor tipo 2N526.

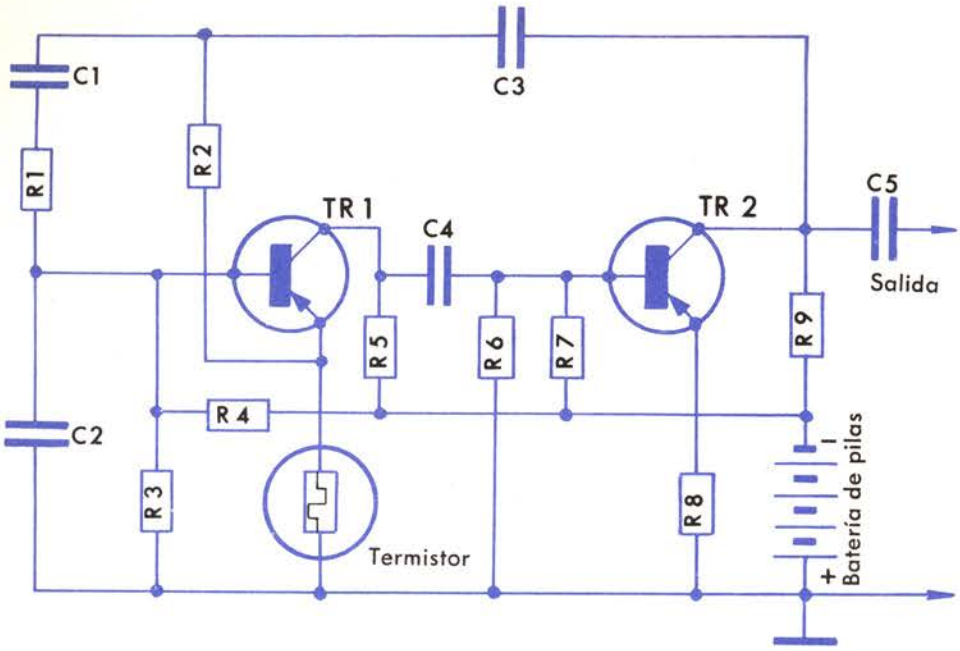


Figura 31. — Esquema de un circuito oscilador de puente de Wien.

OSCILADOR DE PUENTE DE WIEN TRANSISTORIZADO

Este circuito oscilador está compuesto por dos transistores en lugar de dos válvulas; también emplea una red de resistencia y capacidad y produce señales de onda sinusoidales. (Figura 31.)

La tensión presente entre el colector del transistor TR_2 y la masa se aplica a los terminales del circuito de puente. (Figura 32.)

La tensión que aparece en los terminales del condensador C_2 se aplica a la entrada del transistor TR_1. Estas dos tensiones están en fase a causa de las relaciones de fase existentes entre las tensiones que se desarrollan en los extremos de la combinación de la resistencia R_3 y el condensador C_2 (en paralelo) y de la combinación de la resistencia R_1 y del condensador C_1 (en serie).

Cuando varía la frecuencia también varían en sentido opuesto los ángulos de fase; para la frecuencia de resonancia, el defasamiento recíproco es igual a cero. Si la frecuencia es inferior o superior a la de resonancia, la tensión de reacción disminuye en amplitud. La contrarreacción se aplica al emisor del transistor TR_1.

La resistencia R_2 determina una tensión de reacción negativa tanto mayor cuanto más diferente es la frecuencia de la de resonancia. En este caso el aumento de la reacción negativa supera al de la reacción positiva, razón de las características de elevada estabilidad de este oscilador.

Los valores de las resistencias R_1 y R_3 y los condensadores C_1 y C_2 determinan la frecuencia de las oscilaciones. Con la fórmula siguiente se puede calcular el valor de la frecuencia de resonancia (F_r):

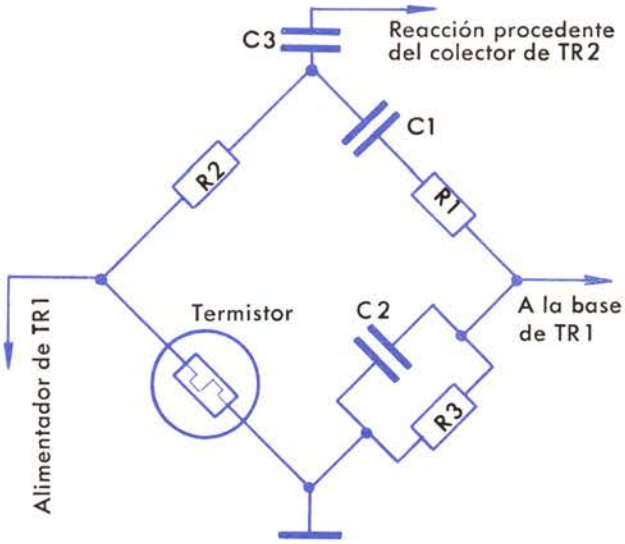


Figura 32. — Parte del circuito del oscilador de puente de Wien, y el puente mismo.

$$F_r = \frac{1}{2\,\pi\,\sqrt{R_1 \cdot C_1 \cdot R_3 \cdot C_2}}$$

Si los condensadores C_1 y C_2 tienen idénticos valores, y también son idénticas las resistencias R_1 y R_3, se aplica la fórmula simplificada:

$$F_r = \frac{1}{2\,\pi\,R_1\,C_1}$$

Para que el oscilador pueda oscilar a diferen-

tes frecuencias se varían los valores de C_1 y C_2 o los de R_3 y R_4, de acuerdo con el sistema descrito en el oscilador de puente de Wien con válvulas. Es necesario emplear condensadores variables dobles, o resistencias variables, o resistencias y condensadores fijos, sustituibles, por conmutación, por otros de valor diferente.

En los osciladores con válvulas puede utilizarse una lamparita para estabilizar la amplitud de las oscilaciones, puesto que estos aparatos trabajan con tensiones anódicas elevadas. En los osciladores de transistores la tensión de alimentación es bastante baja; y aunque en ciertos casos es posible aplicar una lamparita muy pequeña, de baja tensión, para estabilizar la amplitud de las oscilaciones, es preferible aplicar como resistencia de emisor del transistor TR_1 un termistor de coeficiente positivo de temperatura.

De esta forma, si por cualquier causa aumenta la amplitud de señal de salida, se produce una corriente de reacción de amplitud también mayor. Aumenta en consecuencia la intensidad de la corriente del termistor; la variación de temperatura que se produce eleva su resistencia óhmica, con lo que también aumenta el valor de la tensión de reacción negativa, y la ganancia del amplificador de tensión de salida vuelve al valor primitivo.

Si no se exige que sea extremada la estabilidad del oscilador, en lugar del termistor —es decir, en serie con el circuito del emisor del transistor TR_1— se puede utilizar una resistencia común de valor adecuado. El termistor actúa también como resistencia compensadora del emisor. Las resistencias R_6 y R_7 determinan la polarización del transistor TR_2. La salida del transistor TR_2 está acoplada a la entrada del transistor TR_1 por medio del condensador C.

Una fracción de la señal de salida del transistor TR_2 se lleva al circuito de puente, a través del condensador C_3, para suministrar la necesaria contrarreacción. La señal de salida, a través del condensador C_5, se aplica a la carga externa.

OSCILADORES DE RELAJACION TRANSISTORIZADOS

Por lo general un circuito oscilador en cuya salida no se halle una señal de tensión sinusoidal se define como oscilador de relajación. Estos aparatos emplean un circuito regenerativo compuesto por elementos de resistencia y capacidad (RC), o bien de resistencia e inductancia (RL), que determinan una acción de conmutación. Los tiempos de carga y de descarga de los elementos reactivos se utilizan para producir señales de dientes de sierra o de onda cuadrada, o impulsos. Ejemplos típicos de osciladores de relajación son los multivibradores.

Los multivibradores se subdividen en dos clases: osciladores libres y osciladores gobernados. En los de funcionamiento libre las oscilaciones se producen de manera automática en cuanto se les aplica la tensión de alimentación, y se mantienen en oscilación hasta que cese la aplicación de aquélla.

Los osciladores gobernados se controlan, en cambio, por una señal exterior compuesta por lo general por impulsos que sincronizan y estabilizan la frecuencia.

MULTIVIBRADOR

Un multivibrador de funcionamiento libre —denominado también multivibrador no estable— es esencialmente un oscilador no sinusoidal de dos fases, en una de las cuales conduce un transistor mientras que la otra se encuentra en estado de bloqueo, hasta alcanzar un punto en que se invierten las condiciones de funcionamiento de los dos pares. Este sistema de oscilación se emplea normalmente para producir señales de onda cuadrada o rectangular.

Los circuitos multivibradores con transistores son similares en su mayor parte a los basados en el empleo de válvulas termoiónicas. Dado que la mayoría de los circuitos de multivibradores funcionan de forma similar, nos ocuparemos solamente del multivibrador de transistor con acoplamiento de colector.

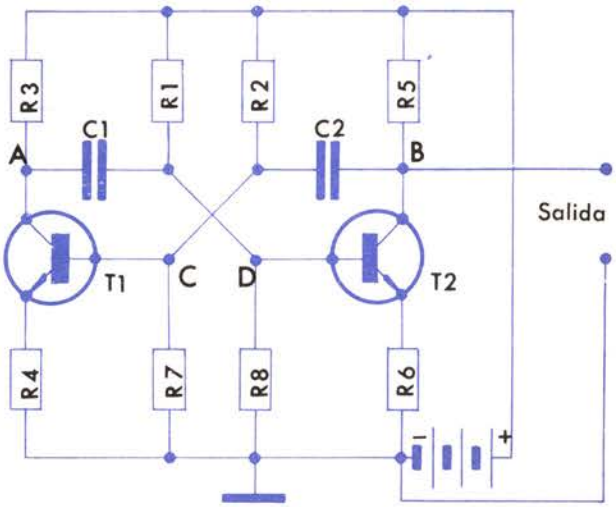


Figura 33. — Multivibrador inestable de transistor con acoplamiento de colector, tipo Abraham y Bloch.

La figura 33 ilustra el circuito base de un multivibrador transistorizado con acoplamiento de colector. Este circuito no es otra cosa que un simple amplificador de dos etapas con acoplamiento de resistencia-capacidad, en el cual la salida de la primera etapa se acopla a la entrada de la segunda; al mismo tiempo, la salida de la segunda etapa está acoplada a la entrada de la primera. Dado que en un amplificador de transistor con emisor a masa la fase de la señal presente en el circuito del colector es opuesta a la de la señal de entrada, una parte de la señal de salida de cada una de las dos etapas se aplica a la entrada de la otra etapa en fase con la señal presente en la base. Se produce una reacción con amplificación que mantiene oscilando al multivibrador. (Figura 34.) La estabilización y la polarización se obtienen de forma idéntica para los dos transistores.

OSCILADOR DE ONDA CUADRADA CON TRANSFORMADOR DE NUCLEO SATURABLE CON TRANSISTOR

Antes de iniciar la descripción de este tipo de oscilador, creemos útil valernos de un símil mecánico que hará más fácil comprender cómo funciona. La figura 35 A muestra un sencillo circuito compuesto por un transformador T, una batería de pilas B, dos interruptores (I_1 y I_2) y una resistencia de carga (R_c). El transformador, devanado sobre núcleo de hierro silicioso, tiene un arrollamiento primario con toma central (P_1 y P_2) y un arrollamiento secundario (S_1).

Los dos interruptores están acoplados de forma que I_1 se abre cuando se cierra I_2 y recíprocamente. Tales interruptores deben estar siempre en movimiento, por el hecho de que la corriente continua de las pilas puede dañar al arrollamiento del transformador, por tener éste una resistencia muy baja para la corriente continua. En cambio, si se mueven con rapidez el transformador se comporta como si estuviese alimentado por corriente alterna. Los dos interruptores pueden sustituirse por un dispositivo vibrador (véase la figura 36) compuesto por una lámina vibratoria con dos contactos, los cuales tocan alternativamente un lado y después el otro, dando tensión a los semiprimarios P_1 o P_2. (Esta lámina puede hacerse vibrar por medio de un electroimán similar a los que hacen funcionar los timbres eléctricos.) La tensión interrumpida que se aplica a las dos semiprimarios crea un campo variable alrededor del núcleo de hierro, y las variaciones de polaridad del campo magnético inducen en el arrollamiento secundario del transformador (S_1) una tensión alterna de onda cuadrada, como muestra la

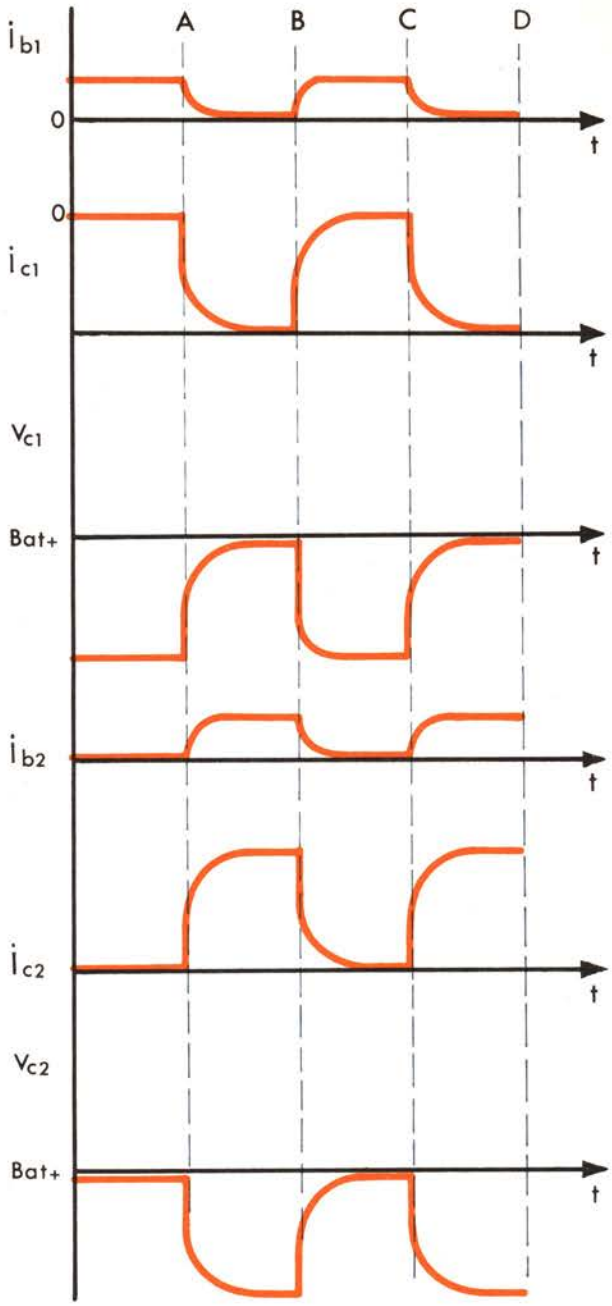


Figura 34. — Evolución de las corrientes de base y de colector de los dos transistores del circuito multivibrador de la figura 33. Los puntos A, B, C, indican los instantes en los cuales pasa un transistor del estado de bloqueo al estado de saturación, y el otro del estado de saturación al de bloqueo. Se han exagerado los tiempos de basculación, ya que prácticamente éstos son tan pequeños que las ondas aparecen perfectamente cuadradas.

figura 35 B. La frecuencia de este dispositivo (llamémosle oscilador mecánico) está condicionada por la velocidad de vibración de la lámina.

Veamos ahora un oscilador típico de ondas cuadradas que en lugar de los interruptores utili-

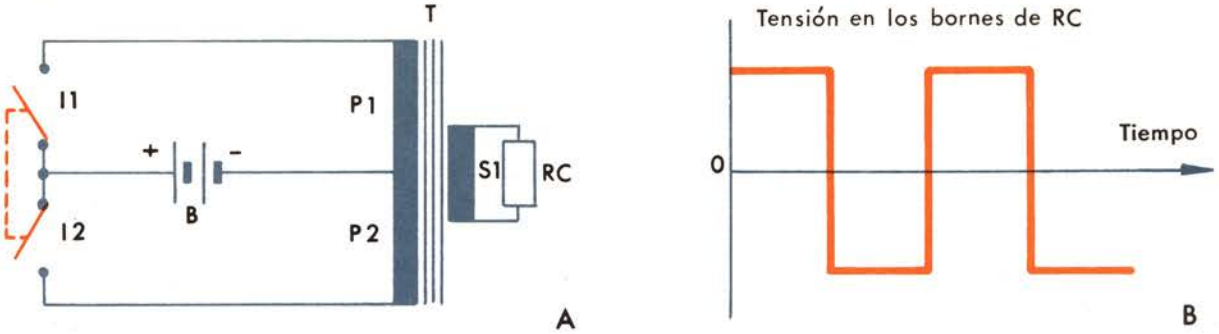


Figura 35. — Principio para la producción de señales de onda cuadrada con sistema mecánico. Esquema A. I_1 e I_2, interruptores acoplados de forma que, cuando I_1 está cerrado I_2 está abierto, y viceversa. En B, forma de onda de la tensión en los bornes R_C. T: transformador.

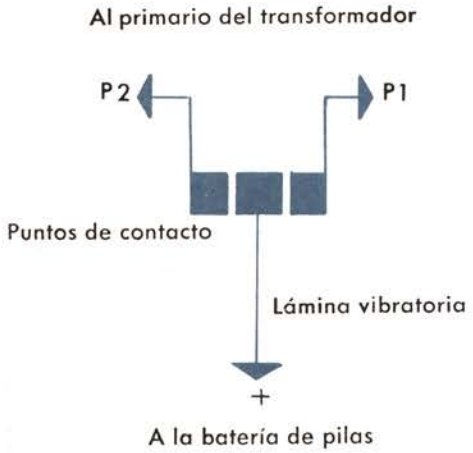


Figura 36. — Dispositivo de vibración que puede sustituir a los interruptores I_1 e I_2. La lámina puede ponerse en vibración por medio de un electroimán, como en los timbres eléctricos.

za dos transistores, con lo que se suprime el sistema de vibración mecánica, y su funcionamiento no constituye otra cosa que un multivibrador.

Empleando transistores como elementos de conmutación de alta velocidad y transformadores con núcleos cuyo ciclo de histéresis sea rectangular, se puede realizar un tipo de multivibrador adecuado para producir señales de salida en forma de onda cuadrada. (Figura 37.)

Los transistores TR_1 y TR_2 cumplen la misma función que los interruptores I_1 y I_2 de la figura 35 A: pasan alternativamente en un tiempo muy breve del estado de conducción al de bloqueo, determinando el paso de la corriente de la batería V_{cc} alternativamente a los arrollamientos 3-4 y 4-5 del transformador T. Las resistencias R_1 y R_2 forman un divisor de tensión, deter-

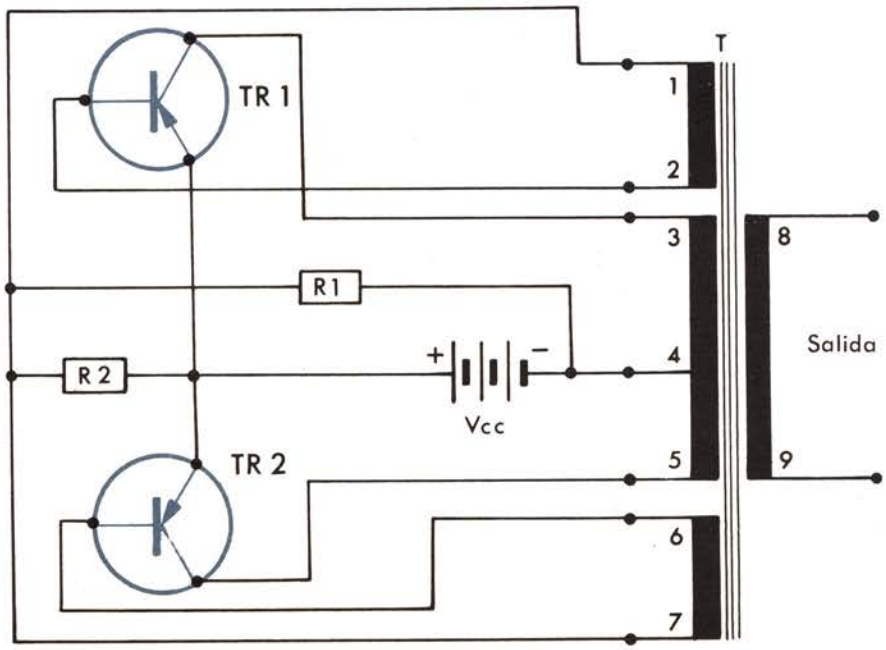


Figura 37. — Esquema de principio de un oscilador de onda cuadrada con transformador de núcleo saturable.

minando la polarización de la base de los dos transistores.

Del mismo modo que en otros tipos de osciladores, también en éste la iniciación de las oscilaciones tiene origen en las diferencias no simétricas (tolerancias en las características del transistor, tolerancias de los componentes del circuito). Supongamos que apenas dada la tensión de alimentación al circuito se verifica el paso de una corriente más intensa por el arrollamiento 3-4 y que el punto de iniciación del ciclo de histéresis sea el indicado con F en la figura 38. En este caso, el transistor TR_1 conduce e induce otras tantas tensiones positivas en los arrollamientos 1-2 y 6-7. El flujo del núcleo se mueve desde el punto F al punto C y el propio núcleo resulta saturado, queriendo decir esto que ha llegado a un estado en que, siendo constante el flujo magnético, no hay tensión alguna inducida en los arrollamientos del transformador T. Como falta la tensión de excitación de base del transistor TR_1, cuya base se hacía gradualmente más negativa, TR_1 pasa del estado de conducción al de bloqueo. El flujo magnetico pasa, disminuyendo, del punto C al punto A del ciclo de histéresis. La disminución del flujo magnético provoca en todos los arrollamientos una tensión inducida de polaridad opuesta a las polaridades de las tensiones preexistentes. El arrollamiento 6-7 da a la base del transistor TR_2 una excitación de tensión con polaridad negativa igual a la que había recibido primero el transistor TR_1 en las condiciones de conducción máxima. En este punto se repite el proceso, pero en sentido opuesto; es decir, desde A a D (figura 38), que, por inducción, da una tensión de onda cuadrada presente en los extremos del secundario 8-9.

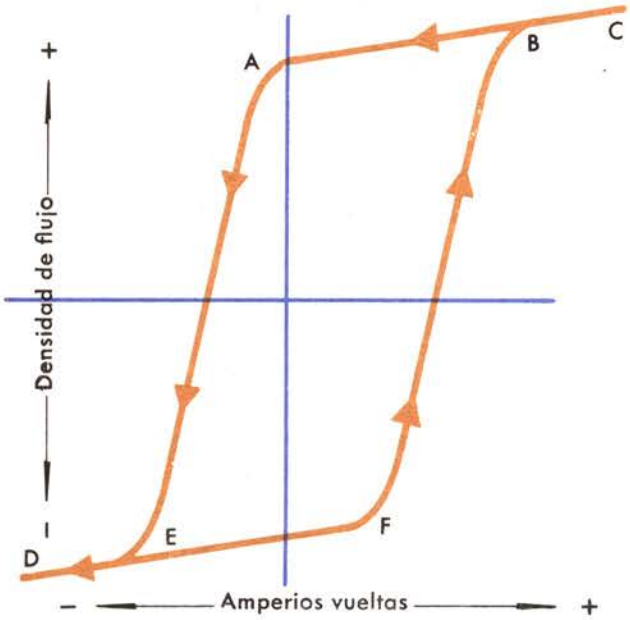
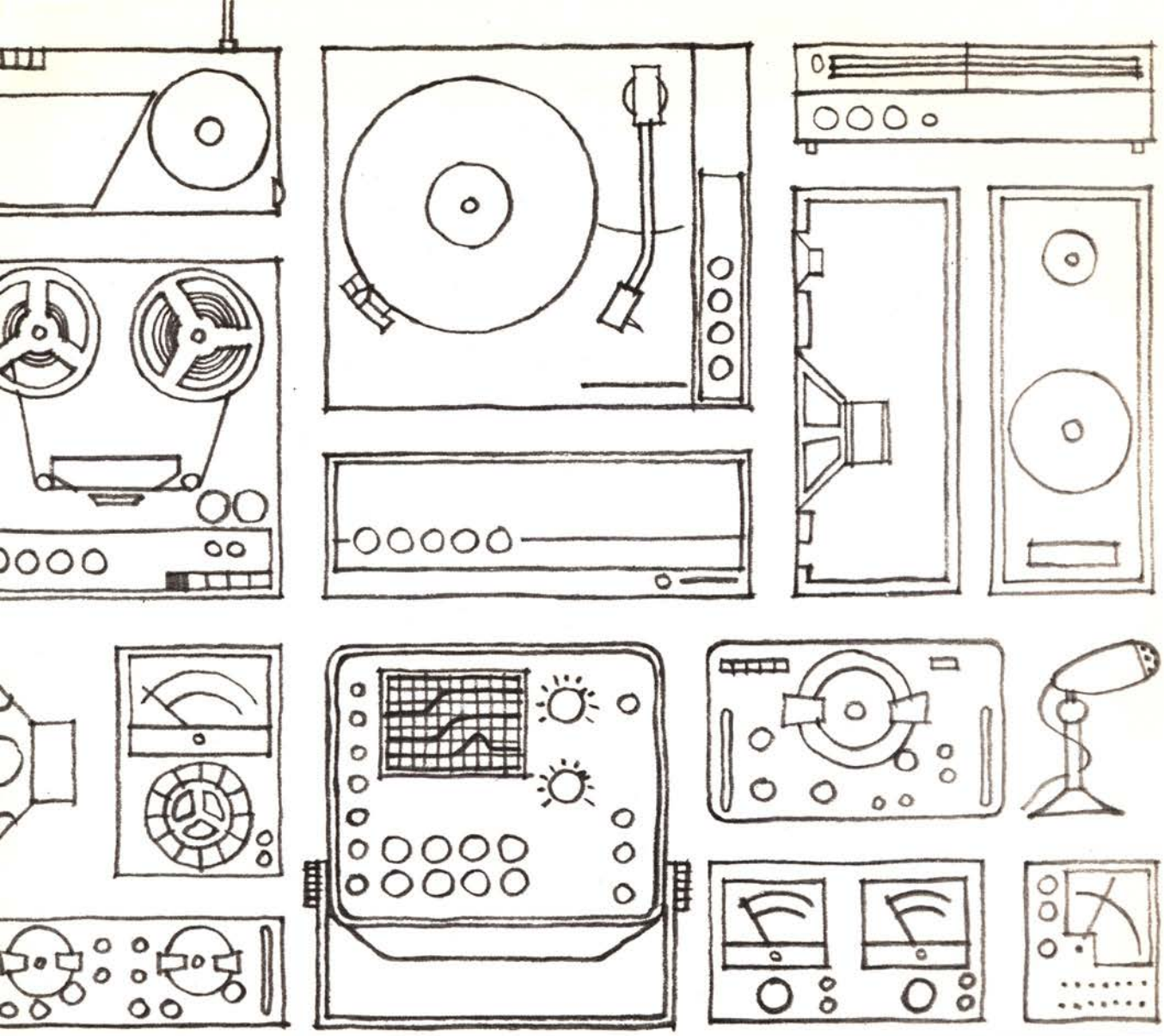


Figura 38. — Gráfico del ciclo de histéresis del núcleo de transformador de un oscilador de transistor para onda cuadrada de núcleo saturable.

* * *



LECCION 55

Generadores de alta frecuencia
Oscilador Hartley
Oscilador Colpitts
Osciladores de cristal
Osciladores tipo Pierce
Sistemas de modulación de amplitud

GENERADORES DE ALTA FRECUENCIA

En la lección precedente se han estudiado los generadores de baja frecuencia, estudio al que han precedido unas definiciones, clasificación y principios comunes a todos los generadores.

En esta introducción a los generadores de alta frecuencia nos referiremos, en la medida de lo necesario, a los aparatos acabados de citar, con los que inició el estudio de los generadores.

Recordemos que el elemento básico de un generador era el circuito oscilante; que si debía generar altas frecuencias por lo general era del tipo L-C; y que la oscilación debía conseguirse realimentando de algún modo en la entrada la señal de salida del circuito.

Además de generadores de alta frecuencia que funcionan según este principio, existen otros aparatos —también conocidos como generadores de alta frecuencia— cuyos principio de funcionamiento y aplicaciones son totalmente diferentes del generador de A.F. típico del taller o laboratorio de electrónica. Nos referimos a los generadores rotativos de gran potencia.

Estos generadores mecanicoeléctricos de aspecto exterior en muchos casos parecido al de un motor, se emplean como unidades de alimentación de hornos de inducción o soldadura por alta frecuencia, vibradores, etc. Actualmente, empero, a menos que se precise una gran potencia se recurre en la mayoría de estas aplicaciones al empleo de generadores electrónicos especialmente concebidos para suministrar potencia.

A pesar de que a los sistemas generadores de potencia para las aplicaciones mencionadas se les dé el nombre de generadores de alta frecuencia, las frecuencias que suministran en general no exceden de 100 Kc/seg, valores que estamos más acostumbrados a ver en las gamas de los generadores de B.F. que en los de A.F.

Dejando de lado a estos generadores especiales, pasemos al estudio del funcionamiento de los generadores de A.F. más difundidos.

En un generador se trata, en principio, de convertir la energía de la fuente de alimentación en energía que debe suministrar el circuito oscilante. Para actuar de forma que una fase de amplificación oscile, el circuito de salida de la válvula o transistor debe estar acoplado al circuito de entrada para que una parte de la señal de salida se aplique en fase adecuada a la misma entrada.

Esta parte de señal que se lleva desde la salida se denomina reacción; la cual se amplifica, y cuando su amplitud supera un determinado valor crítico el circuito empieza a oscilar. El circuito oscilante funciona como el péndulo de un reloj, y su ritmo —es decir, el período de las oscilaciones— depende de las características de los elementos que lo componen y que intervienen para mantenerlo en oscilación (como las pesas y los muelles del mecanismo del reloj). La válvula funciona como dosificadora de energía eléctrica que suministra al cir-

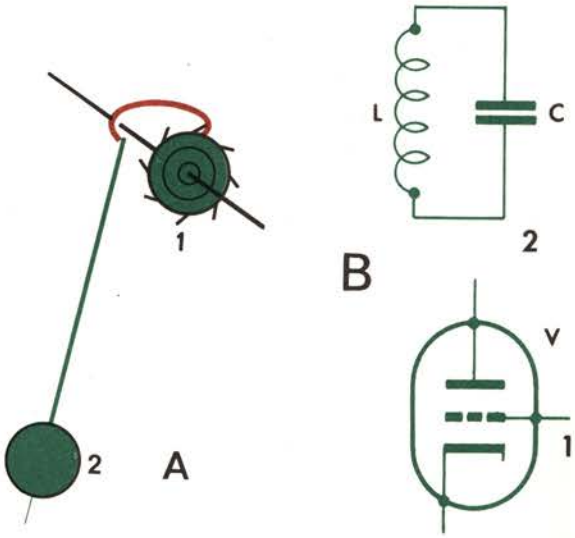


Figura 1. — Representación esquemática de un circuito oscilante, en comparación con el péndulo de un reloj. El mecanismo identificado con el número 1 dosifica el movimiento de las oscilaciones; al mismo corresponde la válvula (1) que desarrolla la misma función sobre el circuito eléctrico. El número 2 indica el péndulo que tiene por correspondiente eléctrico el circuito oscilante de la figura de la derecha.

cuito oscilante la energía perdida en cada oscilación, y por tanto sirve para mantener el régimen de oscilaciones persistentes. (Véase la figura 1.)

La mayor parte de los osciladores están proyectados de modo que la tensión de salida producida tenga forma sinusoidal. Un circuito de inductancia capacidad (L-C) sintonizado constituye el dispositivo oscilante; los otros componentes tienen la misión de llevar a la entrada (rejilla o base) una parte de la señal de salida (placa o colector). El circuito debe oscilar libremente y la frecuencia de excitación debe coincidir con su frecuencia de resonancia.

Antes de proseguir y tratar de analizar los diversos circuitos oscilantes, tomaremos brevemente en consideración los circuitos oscilantes L-C paralelo.

Oscilaciones libres y oscilaciones forzadas

En la figura 2 se ve un circuito oscilante compuesto por un generador de corriente alterna, un condensador y una bobina, en el que tienen lugar oscilaciones en la corriente eléctrica del circuito y en el campo magnético de la bobina, entendiendo por tales todos los fenómenos eléctricos o magnéticos con variación periódica.

Las oscilaciones pueden subdividirse en dos tipos:

1) Las *oscilaciones forzadas* debidas a los fenómenos oscilatorios mandados por cualquier aparato generador, que suministra la energía necesaria para el mantenimiento del fenómeno y que determina su frecuencia, que resulta independiente

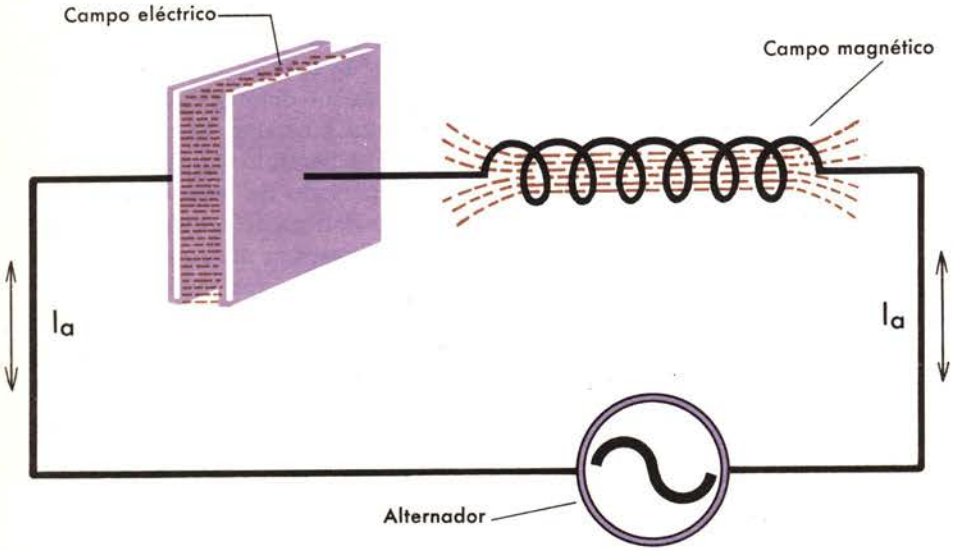


Figura 2. — Principio de un circuito oscilante.

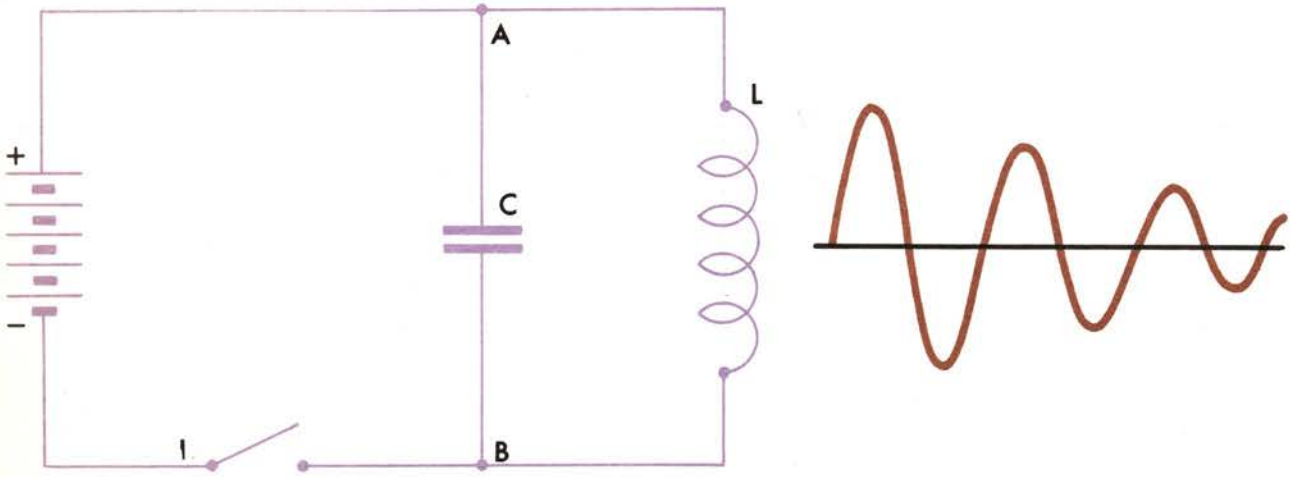


Figura 3. — Principio de un circuito oscilante para oscilaciones amortiguadas: I, interruptor. C, condensador. L, bobina o inductancia. Al cerrar y al abrir el interruptor I se generan oscilaciones amortiguadas.

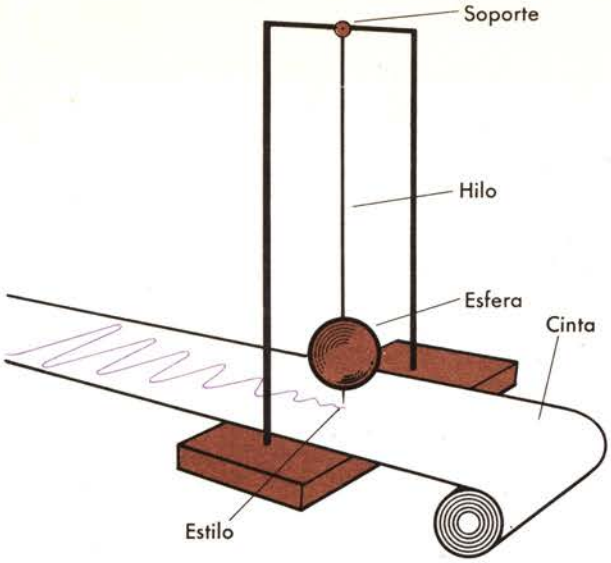


Figura 4. — Ejemplo de representación de oscilación de onda amortiguada.

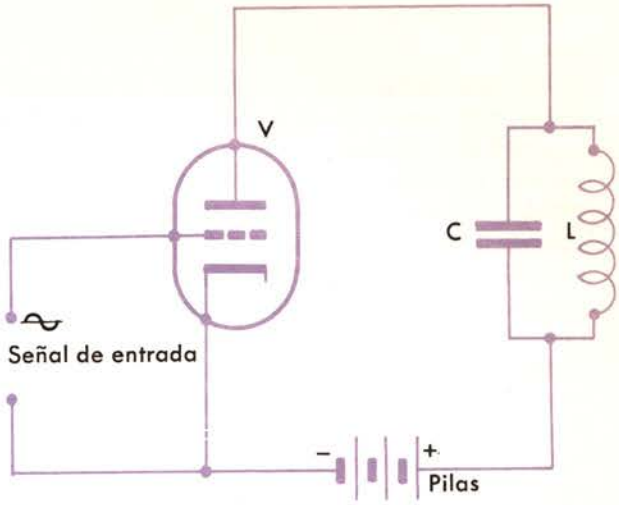


Figura 5. — Esquema de principio de un oscilador en el cual los impulsos que excitan el circuito oscilante provienen del exterior y deben tener la misma frecuencia que la de resonancia del circuito oscilante. Este circuito también puede funcionar como amplificador de alta frecuencia.

de las características del sistema en oscilación. De este tipo son las oscilaciones eléctricas producidas por un alternador (véase la figura 2), o bien las de un péndulo rígido movido por un mecanismo cualquiera (véase la figura 1).

2) Las *oscilaciones libres*, debidas a la naturaleza inestable del sistema oscilante, al que se deja en libertad después de haberlo desplazado de la posición de reposo aportándole energía. Las oscilaciones libres se provocan por un impulso inicial, y prosiguen con la sola aportación ulterior de energía del exterior necesaria para compensar las pérdidas del circuito.

Por su naturaleza, las oscilaciones libres, una vez iniciadas, debieran mantenerse, con frecuencia y amplitud constante, en forma de oscilaciones sostenidas. Sin embargo, en la realidad, en los sistemas de esta naturaleza toda transformación de energía está acompañada de una pérdida que depende de las diversas resistencias, que provocan disipación de parte de la energía en juego. La amplitud de las oscilaciones va decreciendo así en cada período hasta resultar prácticamente nula. Estas oscilaciones se conocen como ondas amortiguadas, por su forma de amplitud decreciente.

El circuito de la figura 3 representa un sencillo dispositivo para producir oscilaciones amortiguadas. Está compuesto por un circuito resonante en paralelo constituido por el condensador C y por la inductancia L, unidos a una batería de pilas mediante un interruptor I.

Al cerrar el interruptor durante breve tiempo se carga el condensador.

Abriendo el interruptor I, el condensador, se descarga a través de la inductancia en un tiempo determinado por el valor de ésta y por el de la capacidad del condensador; la corriente de descarga crea en la bobina un campo magnético que tiende a impedir toda variación de la corriente por ella (en este caso tiende a frenar la corriente de descarga del condensador, y entre sus bornes se aprecia una diferencia de potencial de sentido contrario al del condensador). A causa de esto, el condensador se carga con polaridad inversa; y una vez cargado en esta polaridad, se descarga de nuevo a través de la bobina con una corriente que corre en dirección opuesta con respecto a la original, creando en la bobina un nuevo campo magnético de sentido opuesto al anterior. Se repite el mismo fenómeno de antes; y el circuito continuaría oscilando si no se produjesen las inevitables pérdidas. La resistencia de la bobina y la disipación del condensador disminuyen progresivamente en cada ciclo la intensidad de la corriente oscilante, hasta que su amplitud se reduce a cero; la forma de oscilación así obtenida se denomina onda amortiguada.

Las oscilaciones amortiguadas se verían mejor en un péndulo, trazando un gráfico. Puede comprobarse que las oscilaciones van disminuyendo en amplitud hasta trazar sólo una línea recta. (Véase la figura 4.) Las oscilaciones pueden mantenerse en el circuito descrito antes, mediante la acción mecánica del interruptor que determine la recarga del condensador en el vértice de cada ciclo, y suministrar así la batería la energía total que el circuito ha perdido en el ciclo.

El empleo de un interruptor mecánico sólo es posible mientras la frecuencia de la corriente en el circuito oscilante sea bastante reducida, y por ello sólo en los circuitos realizados con inductancias y capacidades muy elevadas. Es evidente que

dicho método es inadecuado para la producción de oscilaciones de frecuencia elevada, pues la acción sobre el interruptor debe ser muy rápida y el sistema mecánico no puede actuar con gran velocidad. Si se quiere aplicar el autocontrol a frecuencias superiores, es necesario anular los dispositivos mecánicos, que, dotados de inercia, no llegan a realizar las rapidísimas inversiones de la corriente oscilante.

La figura 5 muestra un circuito con una válvula termoiónica instalada en el lugar del interruptor. Funciona esencialmente como un interruptor electrónico, con tal que se aplique a la rejilla una señal de una frecuencia igual a la de resonancia del circuito oscilante compuesto por el condensador C y la bobina L, con el fin de que la batería, a través de la válvula, pueda suministrar la energía en el instante preciso.

Este circuito funciona también como amplificador, dado que la señal de salida de placa es mayor que la señal de entrada a través de la rejilla de la válvula. Estos tipos de amplificadores de alta frecuencia pueden encontrarse en muchos circuitos, uno de los cuales es el amplificador de frecuencia intermedia en los receptores de radio superheterodinos. La diferencia entre un circuito amplificador y un circuito generador está en que el amplificador recibe la excitación de una fuente exterior (tensión de entrada), mientras que el generador trae la excitación de una fracción conveniente de la señal de salida. (Véase la figura 6.) La componente alterna se obtiene mediante la inserción de una bobina (L_1) que se acopla inductivamente a la bobina L del circuito oscilante.

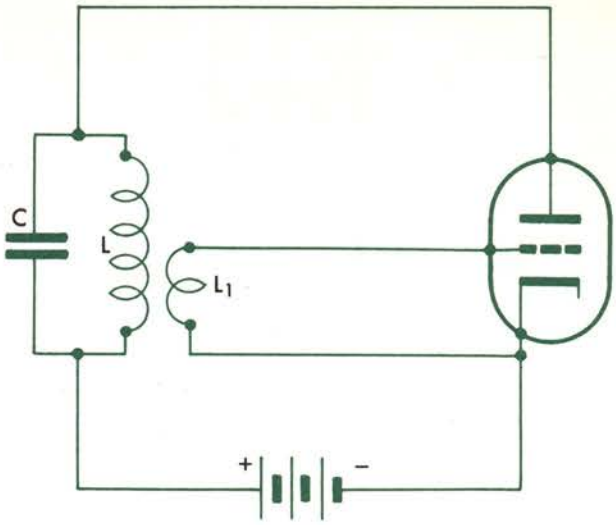


Figura 6. — Principio de un oscilador con toma de señal para la componente alternada de la tensión anódica.

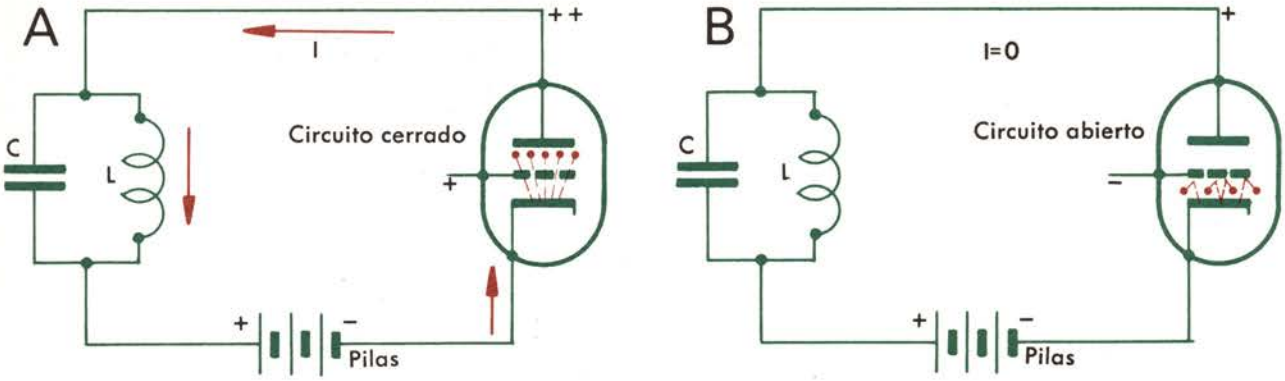


Figura 7. — La polarización de la válvula sirve para abrir y cerrar el circuito como si fuese un interruptor. A, rejilla positiva, la válvula conduce. B, rejilla negativa, la válvula no conduce.

Naturalmente, en los terminales de la bobina L_1 se hace presente una tensión, de la que se puede tomar la tensión en fase o en fase opuesta con la señal de salida en la placa de la válvula.

Si la polaridad de la señal que se toma en la rejilla es correcta, el oscilador resulta autoexcitado, por lo que continúa oscilando mientras la tensión de alimentación está presente. Si se interrumpe el circuito en un punto cualquiera para hacer cesar las oscilaciones, y después reunimos la interrupción, el circuito vuelve a oscilar inmediatamente, lo que demuestra que una perturbación ínfima sería amplificada inmediatamente reanudando las oscilaciones.

Polarización de un oscilador

Consideremos el circuito de la figura 6 y, para comprenderlo mejor, descompongámoslo en los circuitos de la figura 7, A y B.

Cuando la rejilla tiene potencial positivo con respecto al cátodo, los electrones emitidos por este

último pueden alcanzar la placa: circula una corriente I por el circuito anódico, el circuito a través de la válvula está cerrado y se carga el condensador V (véase la figura 7 A). Pero si la tensión de rejilla se hace negativa y alcanza cierto valor, no pasan los electrones a través de ella y no circula corriente por el circuito anódico. Volviendo al esquema de la figura 6, observamos que la tensión inducida en el devanado L_1 es la que gobierna la corriente que atraviesa la válvula, y que esta válvula actúa igual a como lo hacía el interruptor I del circuito de la figura 3.

Ahora basta con pensar que la fuerza electromotriz inducida en L_1 está defasada aproximadamente 90 grados en retraso con respecto a la corriente que pasa por L, para ver que la tensión de la rejilla alcanza su valor máximo en el instante en que la corriente del circuito oscilante se anula; cuando sucede esto, también la tensión entre los bornes del condensador C ha alcanzado el máximo valor de carga. En otros términos: la válvula deja de conducir, o sea abre el circuito que suministra la energía, cuando el condensador está cargado, produciéndose su descarga.

Al disminuir la tensión en rejilla, cuando cesa la corriente de descarga del condensador sobre la inductancia, vuelve a abrirse el circuito de la válvula e inmediatamente pasa el condensador a cargarse, con lo que se repite el ciclo.

El circuito de carga del condensador se cierra una vez cada período, en el instante deseado, por medio de la válvula. Para conseguirlo es necesario disponer los terminales de la bobina L_1 de forma que la rejilla de la válvula se haga positiva cuando el condensador acaba de descargarse (véase la figura 8). La válvula funciona así como un interruptor automático desprovisto de inercia mecánica, y por tanto adecuado para frecuencias elevadísimas.

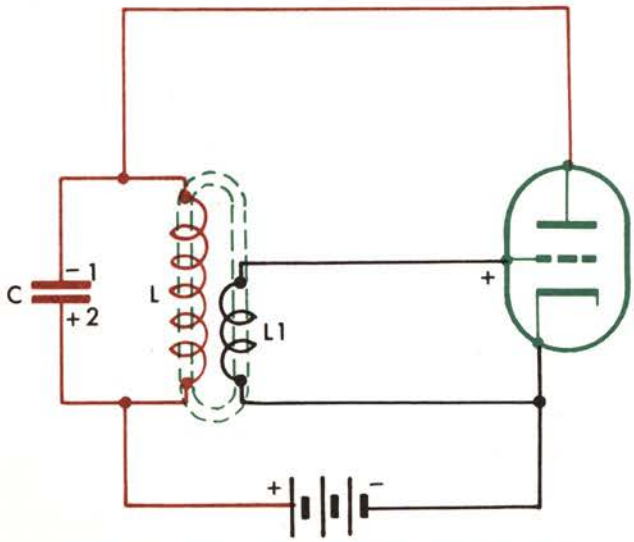


Figura 8. — Esquema que ilustra la forma de aplicar la tensión positiva a la rejilla.

Hemos visto que la oscilación del circuito L-C se produce gracias a la aptitud amplificadora de la válvula; amplificación que tanto puede ser de clase A como de clase B o C. El circuito inductancia-capacidad mantiene las oscilaciones si se aplica una determinada energía en cada ciclo para asegurar la completa recarga del condensador, compensando así las pérdidas del ciclo debidas a la resistencia de las bobinas y al dieléctrico del condensador. En tales condiciones pueden obtenerse la alta eficacia y el rendimiento de un circuito que funciona en clase C. La polarización de la rejilla se obtiene, por lo general, con el método de autopolarización. Esta solución hace que el circuito empiece a oscilar apenas se encuentre presente la tensión anódica. Más adelante se describirán los circuitos de polarización.

Frecuencia de oscilación

La frecuencia a la que oscila libremente (a la que tiene lugar la resonancia) un circuito L-C está dada por la fórmula:

$$F = \frac{1}{2\pi\sqrt{L \cdot C}}$$

en la cual F es la frecuencia en ciclos, L es la inductancia en henrios y C es la capacidad en faradios.

Obsérvese que si se varía cualquiera de los factores L o C, conservando constante el otro, varía el valor de la frecuencia de oscilación.

Diversos tipos de osciladores

Antes de describir los diversos tipos de osciladores, trataremos de clasificarlos en dos categorías principales según la forma de controlar su frecuencia de oscilación:

Osciladores *autocontrolados*, denominados también autoexcitados, y osciladores *de cristal*. Una ulterior clasificación se refiere al método de realizar el acoplamiento reactivo; es decir, mediante acoplamiento inductivo, capacitivo externo o capacitivo interno, aprovechando la capacidad interelectródica. Muchos osciladores son conocidos por el nombre de quien demostró por primera vez la utilidad y el funcionamiento del equipo particular de reacción empleado.

Entre los osciladores autocontrolados destacan los Hartley, Colpitts, Meissner y Armstrong, de los que describimos algunos a continuación:

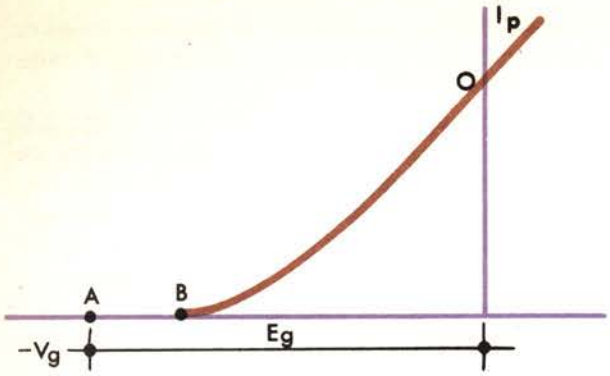


Figura 9. — Curva característica (V_g, I_p). E_g = tensión de polarización deseada, clase C.

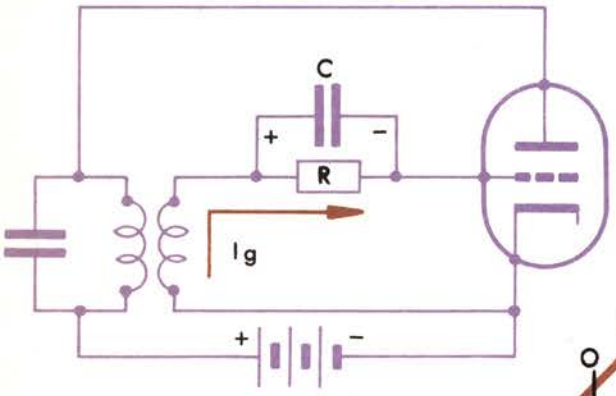


Figura 10. — Circuito de autopolarización en clase C. Lo constituyen R y C.

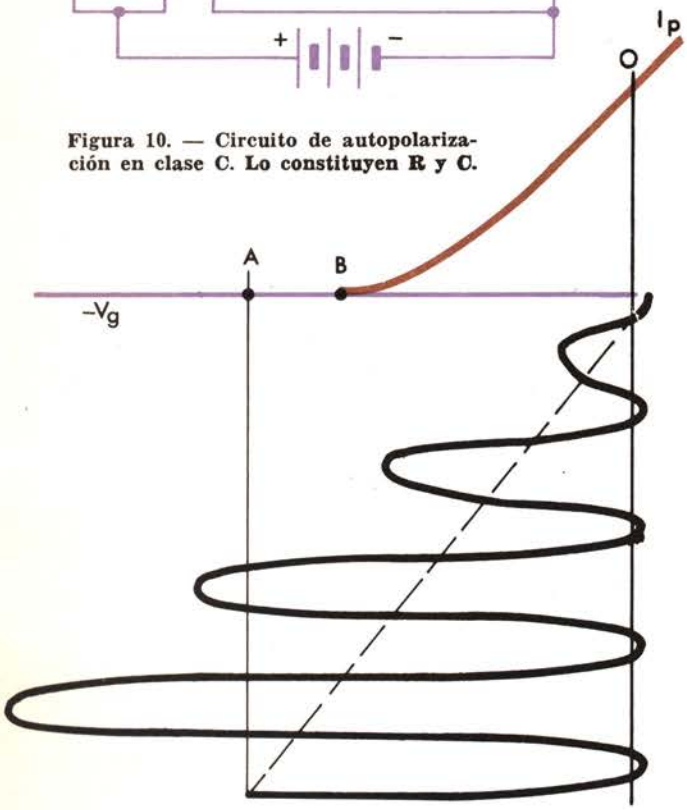


Figura 11. — La línea de trazos indica cómo va variando la tensión de rejilla de la válvula hasta conseguir el punto de funcionamiento en A.

Oscilador Hartley

Hagamos una breve digresión antes de pasar a ilustrar este tipo de oscilador, el cual funciona con polarización automática. Veamos la forma de obtener el mejor rendimiento y buena estabilidad de amplitud de las oscilaciones. Para lograrlo es importante que el circuito tenga las condiciones de funcionamiento de la clase C; por consiguiente es necesario polarizar de manera conveniente la válvula, ya que actúa como amplificador clase C, y en reposo (o sea, sin señal) está bloqueado. La única manera de hacer que conduzca la válvula es aplicar entre rejilla y cátodo una señal de amplitud superior a la tensión de corte; señal que en nuestro caso no está presente hasta que el circuito oscile, y por consiguiente hasta que circule corriente por la válvula.

Estamos, pues, frente a un problema: sin señal en rejilla la válvula no puede conducir, y si no conduce no puede generar por sí misma señal alguna. El oscilador no puede arrancar.

Supongamos (ver figura 9) que sea E_g la tensión de polarización deseada (punto A) para el oscilador en marcha. Si queremos que arranque, en el instante en que lo haga el punto de funcionamiento debe hacer conductora la válvula, y por tanto la tensión de polarización debe ser inferior en valor absoluto a la tensión de corte de la válvula; o sea, ha de quedar a la derecha del punto B. Una forma de conseguirlo es adoptar el circuito de la figura 10.

Al conectar la tensión anódica, como la f.e.m. inducida en L_2 es nula y cero la corriente de rejilla, la tensión rejilla-cátodo es nula y el punto de funcionamiento está en este instante en O. En estas condiciones el circuito oscila por las razones explicadas en párrafos anteriores, y aparece en la rejilla una señal (figura 11) que la hace positiva en sus semiciclos positivos. Debido a ello circula corriente por la rejilla; en los extremos de R aparece una tensión de la polaridad indicada que hará más negativa la rejilla a la vez que aumenta la amplitud de las oscilaciones hasta estabilizarse la tensión de polarización en A, con el oscilador en marcha.

El valor de R depende del punto A elegido; y el de C debe ser tal que la constante de tiempo del circuito R-C de polarización sea muy superior al período de la frecuencia a que debe oscilar el circuito de placa. La presencia de C conseguirá de este modo que la tensión de polarización sea prácticamente constante.

Así se resuelve el problema de la polarización automática y el arranque instantáneo.

La figura 12 muestra un sistema similar al de

la figura 11, con la variante de que la resistencia está aplicada directamente entre rejilla y cátodo de la válvula.

La resistencia R se denomina también resistencia de fuga; sus valores, para tener la polarización deseada, están comprendidos entre los 10.000 y 100.000 ohmios. La capacidad C está comprendida entre 10.000 y 100.000 pF.

Examinemos ahora el oscilador Hartley. La figura 13 ilustra el principio de un circuito Hartley que, según puede verse, difiere del de la figura 6 por el hecho de que el transformador de acoplamiento entre rejilla y placa está constituido por una inductancia L.

Esta bobina forma parte del circuito oscilante y tiene una toma en un punto de enrollamiento, de forma que con respecto a este punto se encuentre una sección en el circuito de rejilla y la otra en el circuito de placa. Las dos secciones están acopladas inductivamente. La tensión inducida en la sección del circuito de rejilla por parte de la unida al circuito de placa, no es otra que la tensión de reacción. Hay que advertir que el esquema de la figura 13 es igual al de la figura 12, completado con el circuito oscilador compuesto por la inductancia L y la capacidad C_v. Es interesante observar la posición de los puntos A, B y D en la inductancia. Estos son tales que la tensión V_g aplicada a la rejilla está en oposición de fase con la tensión de placa (V_a) y por tanto se encuentra en las condiciones deseadas. La amplitud de la tensión oscilante inducida en la sección de L unida a la rejilla puede variarse desplazando la toma intermedia; según la posición del punto D varían las condiciones de funcionamiento del circuito. (Véase la figura 14, 1, 2, 3 y 4.) Si el punto D coincide con el punto A no hay posibilidad de encendido (véase la figura 14, 1). A medida que el punto D —es decir, la toma intermedia— se desplaza hacia el punto B, aumenta la tensión aplicada a la rejilla (V_g) hasta que en determinado punto se obtiene el inicio de las oscilaciones (véase la figura 14, 3). Continuando desplazando el punto D se alcanza un punto en el que ya no se pueden mantener las oscilaciones (figura 14, 4).

La inductancia L_{ch} conectada en serie con la alimentación de placa es un paso fácil para la corriente continua, a la vez que un choque para la corriente alterna. Con su presencia se consiguen dos fines: una alimentación para la válvula de bajísima resistencia y una oposición al paso de las oscilaciones hacia la fuente, que de este modo encuentran fácil camino hacia el circuito oscilante a través de C_2.

Este tipo de oscilador es uno de los más usua-

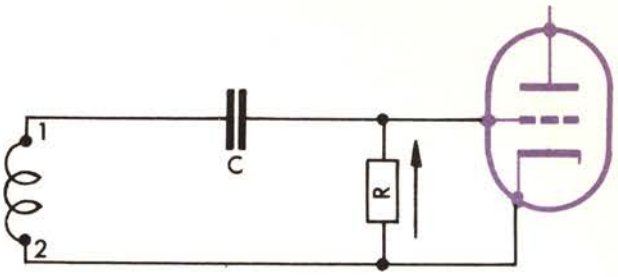


Figura 12. — Esquema como el de la figura 11, pero con la resistencia R directamente unida entre rejilla y cátodo. Se denomina resistencia de fuga.

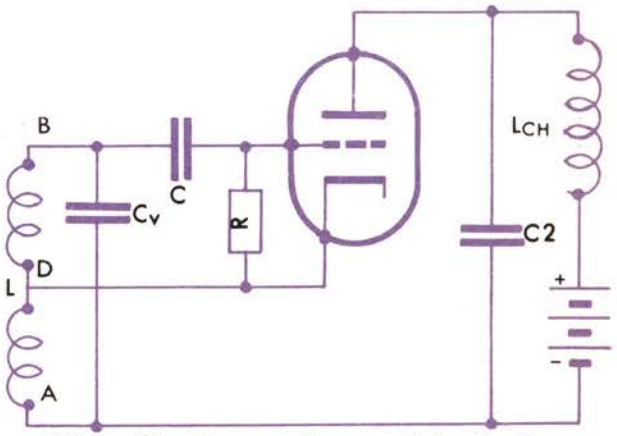


Figura 13. — Esquema de un oscilador Hartley.

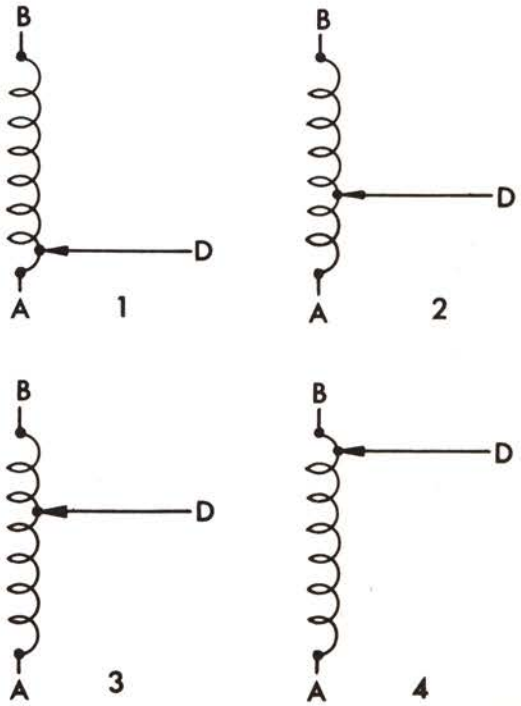


Figura 14. — Principio de funcionamiento del circuito Hartley según la posición de la toma intermedia. 1. Ninguna oscilación. No hay circuito oscilante en la placa. 2. Reacción. 3. Oscila. 4. Ninguna oscilación. No se aplica tensión de realimentación a la rejilla.

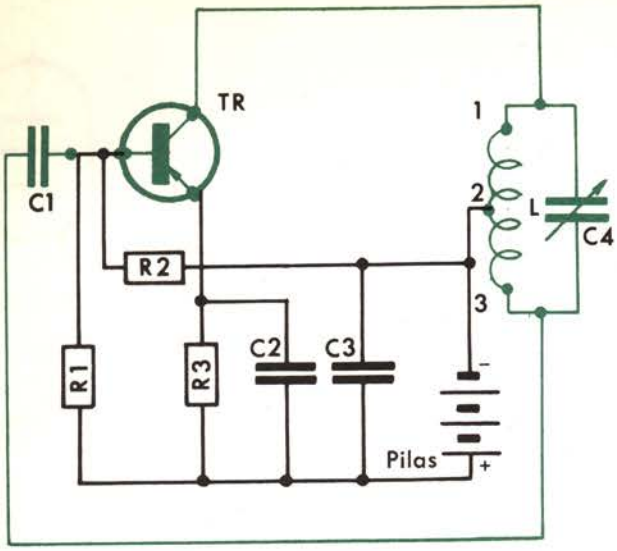


Figura 15. — Principio del oscilador Hartley de transistor con alimentación en serie.

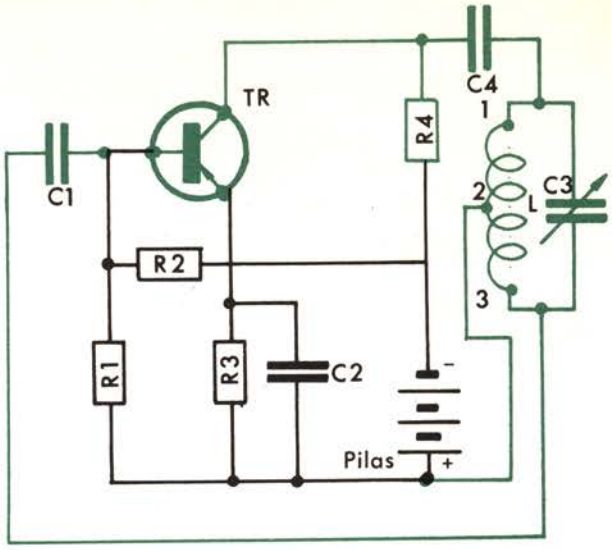


Figura 16. — Esquema del principio del oscilador Hartley, transistorizado, con alimentación en paralelo.

les y se encuentra en infinidad de generadores, tanto antiguos como actuales.

Osciladores de tipo Hartley con transistores

Los osciladores Hartley con transistores son similares a los osciladores con válvulas.

La figura 15 muestra un circuito Hartley con alimentación en serie. Las resistencias R_1 y R_2 dan al circuito emisor-base la correcta polarización, mientras que la alimentación del colector se obtiene del arrollamiento L entre los puntos 1 y 2. La reacción se obtiene por medio de la tensión inducida en el arrollamiento L, entre los puntos 2 y 3, que a través del condensador C_1 se aplica a la base del transistor.

La figura 16 ilustra el esquema del oscilador Hartley con alimentación en paralelo. Las resistencias R_1, R_2 y R_4 sirven para dar el circuito las correctas polarizaciones. La frecuencia de oscilación está determinada por el condensador C_3 y por la inductancia de los dos arrollamientos en serie 1-2 y 2-3. C_3 es el condensador de sintonía. C_4 es un condensador de bloqueo de la corriente continua, y C_2 es el condensador de fuga de la resistencia compensadora R_3. La inductancia funciona como un autotransformador para obtener la señal de reacción, que por medio del condensador C_1 se lleva a la base.

Oscilador Colpitts

El oscilador Colpitts se diferencia del Hartley por la toma de la tensión del circuito oscilante. Mientras el circuito Hartley emplea un divisor inductivo, el Colpitts utiliza un divisor capacitivo, siempre mucho más fácil de conseguir.

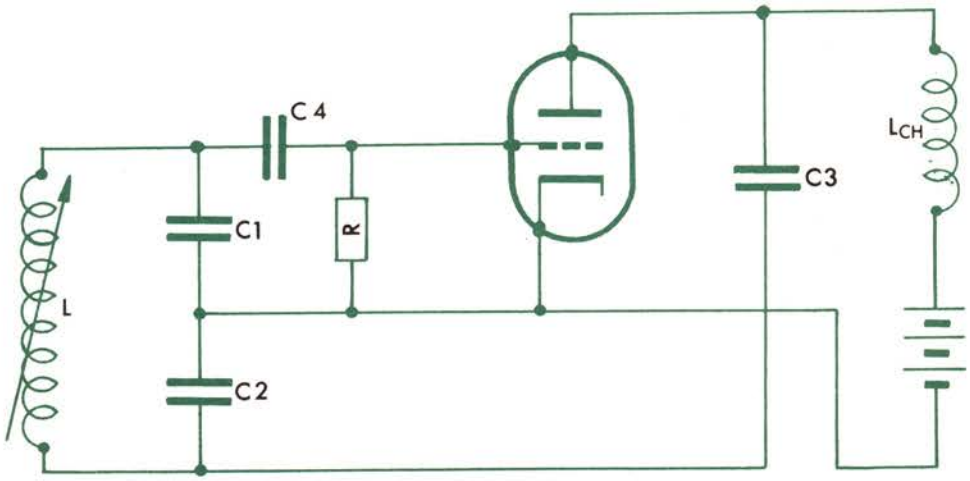


Figura 17. — Esquema del oscilador tipo Colpitts.

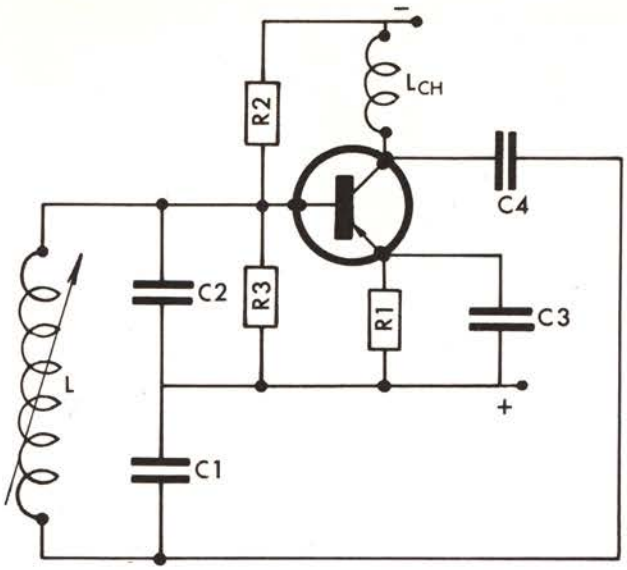


Figura 18. — Esquema de oscilador tipo Colpitts transistorizado.

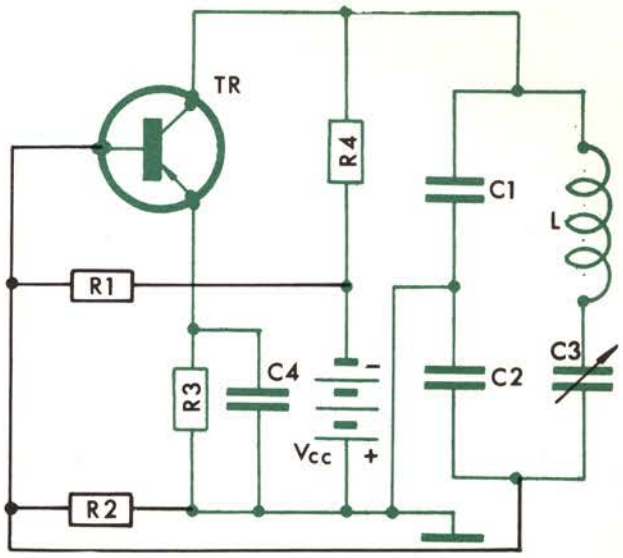


Figura 19. — Circuito Colpitts con pequeñas modificaciones que toman el nombre de Clapp.

El esquema de principio está representado en la figura 17. La sintonía se efectúa, por lo general, variando la inductancia L. El circuito oscilante no está recorrido por corriente continua, dado que el cátodo está conectado entre los dos condensadores C_1 y C_2. La resistencia de polarización de la rejilla debe estar directamente unida al cátodo para que deje paso a la corriente continua. El funcionamiento es igual al ya descrito para los otros tipos.

La excitación inicial se consigue como se explicó en el funcionamiento del circuito de la figura 10. C_3 se encarga de transmitir los primeros impulsos al circuito oscilante, con lo que empieza a generar las ondas senoidales a la vez que la válvula adquiere su polarización.

La tensión de reacción se toma entre los extremos de C_1, y se aplica a la rejilla a través de C_4.

La frecuencia de oscilación también se puede variar, en vez de actuar sobre la inductancia, por medio de condensadores variables en lugar de los condensadores fijos C_1 y C_2.

Oscilador Colpitts con transistores

La figura 18 describe un tipo de oscilador Colpitts con transistores. La polarización de base está dada por las resistencias R_3 y R_2. R_1 es la resistencia de emisor. El circuito sintonizado está compuesto por los condensadores C_1 y C_2 en paralelo con la inductancia. Estos condensadores forman un divisor de tensión, del cual se obtiene la tensión de reacción, que se toma de los extremos del condensador C_2. Para que las pérdidas en el circuito de reacción sean mínimas es necesario que la relación de las reactancias capacitivas de los condensadores C_1 y C_2 sea casi igual a la relación de la impedancia de salida y la de entrada del transistor.

Otra versión del circuito de un oscilador Colpitts es la de la figura 19, que presenta, con respecto al circuito de la figura 18 una pequeña modificación que consiste en la adición de un condensador C_3 en serie con el arrollamiento de la inductancia L. Se obtiene así el oscilador denominado Clapp. La adición del condensador C_3 aumenta la estabilidad de la frecuencia generada por este oscilador; cuando la capacidad de los condensadores C_1 y C_2 en serie es grande con respecto a la capacidad de C_3, la presencia de oscilación está deter-

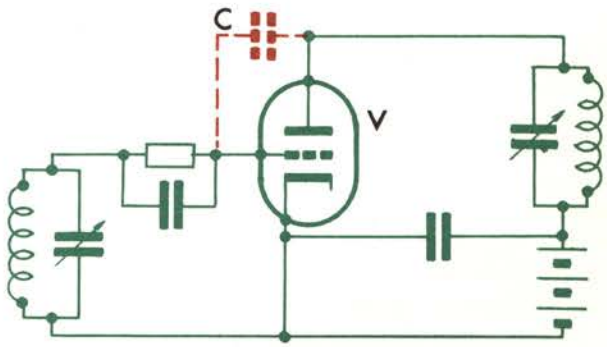


Figura 20. — Principio del oscilador aprovechando la capacidad interlectródica de la válvula. C representa la capacidad entre rejilla y ánodo.

minada en esencia por la inductancia y por el valor del condensador C_3 (que también puede ser variable a los fines de sintonizar sobre cierta gama de frecuencias). Cuando el oscilador está en resonancia, la impedancia del circuito serie inductancia-condensador (L-C_3) tiene el valor mínimo, por lo que la frecuencia de oscilación es casi independiente de las variaciones de los parámetros del transistor.

Osciladores que aprovechan la capacidad interelectródica como acoplamiento

En ciertos tipos de osciladores puede obtenerse la autoexcitación sirviéndose también de la capacidad interelectródica entre la rejilla y el ánodo y las correspondientes conexiones. La figura 20 ilustra el principio del oscilador que aprovecha la capacidad interna de la válvula; está provisto de circuitos oscilantes sintonizados en los circuitos de placa y de rejilla. Las bobinas de placa y de rejilla se disponen de forma que no haya acoplamiento, ni capacitivo ni inductivo, entre ellas. La señal presente en el circuito de placa se lleva al de rejilla a través de la capacidad interna de la válvula entre placa y rejilla. Para obtener la correcta tensión de reacción y su fase, ambos circuitos deben estar sintonizados a una frecuencia ligeramente mayor que la de resonancia.

Osciladores de cristal

En un circuito del tipo en que la autoexcitación se obtiene gracias a la capacidad natural rejilla-ánodo, como se explicó antes, el circuito oscilante de rejilla puede sustituirse por el cristal CR. Con la inserción del cristal CR se obtiene una elevada estabilidad de la frecuencia.

Resulta difícil lograr que un oscilador funcione con una frecuencia estable, por causa de los efectos de la temperatura y del envejecimiento sobre los condensadores y las inductancias. En la mayoría de los circuitos oscilantes frecuentes (radiorreceptores, osciladores de taller, etc.) la variación que estas causas pueden producir en el valor de la frecuencia no es de mucha importancia; pero en algunos generadores de laboratorio, en emisoras, en osciladores patrón y en muchos otros se necesita una estabilidad imposible de conseguir con los circuitos estudiados. Se recurre entonces a los osciladores controlados por cristal.

El funcionamiento se basa en tal caso en las características de una sustancia cristalina especial, por lo general cuarzo o turmalina. Los cristales de cuarzo o de turmalina, si están cortados, tienen

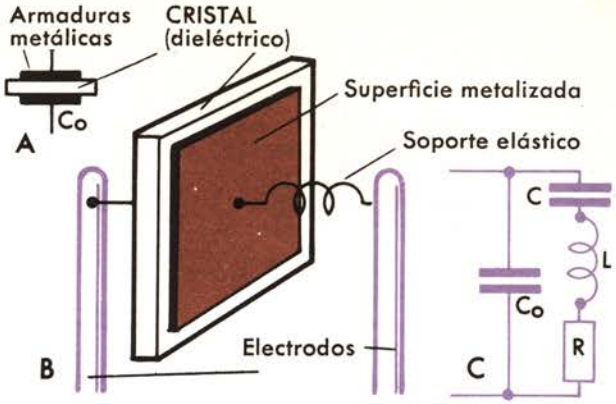


Figura 21. — A y B, el cristal de cuarzo entre la armadura de un condensador, como dieléctrico. C, esquema del circuito equivalente de un cristal cuando está en resonancia.

una frecuencia mecánica propia de oscilación. En efecto, si estas sustancias cristalinas se someten a acciones mecánicas desarrollan diferencias de potencial entre sus caras; inversamente, si se someten a diferencias de potencial —como por ejemplo corriente alterna— sufren en su estructura física variaciones que se manifiestan en forma de vibraciones mecánicas. Las relaciones recíprocas entre los dos fenómenos toman el nombre de efecto piezoeléctrico. El cristal de cuarzo se corta en placas de varias dimensiones según determinados ejes.

El contacto eléctrico con sus superficies se realiza mediante un soporte especial, provisto de dos electrodos entre los cuales se coloca el cristal. Dichos electrodos están provistos de un resorte que tiene la misión de ejercer cierta presión sobre el cristal. También hay cristales cuyas superficies están metalizadas y se instalan en el soporte suspendidos por hilos metálicos flexibles. (Véase la figura 21 B.) Cuando vibra con su frecuencia característica, el cristal de cuarzo sólo necesita una mínima cantidad de energía para producir oscila-

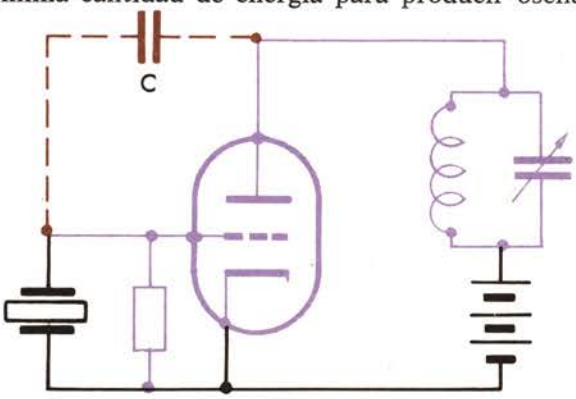


Figura 22. — Esquema del principio de un oscilador de cristal. C, capacidad interelectródica entre rejilla y ánodo para mantener en vibración el cristal.

ciones de notable amplitud. Desde el punto de vista eléctrico, el cristal de cuarzo actúa exactamente igual que un circuito oscilante serie compuesto por L, C y R, limitado por una capacidad C_o debida principalmente a los apoyos. La frecuencia de resonancia depende principalmente del espesor del cristal.

Insertando el cristal de cuarzo entre la rejilla y el cátodo de una válvula, al aplicar una pequeña cantidad de energía tomada de la señal de placa (también puede ser a través de la capacidad interna de la válvula; véase la figura 22) el circuito funciona como un verdadero oscilador a la frecuencia característica del cristal. La frecuencia natural del cristal es muy crítica: si la frecuencia de excitación está sólo ligeramente fuera de resonancia, el cristal no oscila y actúa simplemente como un condensador: es imposible la autoexcitación. La impedancia del circuito anódico debe ser preferentemente inductiva; su magnitud prácticamente sólo tiene influencia sobre la intensidad de las oscilaciones, pero no sobre la frecuencia. Si el circuito anódico está constituido por un circuito resonante paralelo con condensador variable, se advierte que para una gran capacidad del condensador variable las oscilaciones no se inician porque el circuito anódico adaptado es capacitivo. Con frecuencia, además de la resonancia del circuito anódico adaptado, se producen fuertes oscilaciones que disminuyen gradualmente de intensidad y acaban por cesar al disminuir la capacidad del condensador variable.

Para que el oscilador se mantenga en funcionamiento es necesario que la frecuencia del circuito anódico sea ligeramente superior a la frecuencia de resonancia del cristal de cuarzo, por lo que la sintonía del circuito no debe efectuarse sobre el valor exacto de la frecuencia de resonancia del cristal: de otro modo se conseguiría un funcionamiento intermitente e inestable. Se puede controlar el funcionamiento arriba descrito insertando en el circuito de alimentación anódica un miliamperímetro de corriente continua. Variando la capacidad del condensador de sintonía C_v desde el mínimo hacia el máximo (o sea desde la frecuencia más alta a la más baja) se ve que la corriente anódica desciende lentamente a un valor mínimo para subir después rápidamente. Cuando el miliamperímetro señala el valor mínimo de corriente, se tiene la máxima amplitud de las oscilaciones, y el circuito sintonizado de placa oscila a la misma frecuencia del cristal. Si el valor se aumenta al máximo se tiene el cese de las oscilaciones.

Cuando la amplitud de las oscilaciones es máxima, el miliamperímetro indica la mínima corriente anódica absorbida por la placa de la válvula. Pero no se tiene buena estabilidad, por cuanto cualquier variación que se manifieste en la carga puede llevar el circuito más allá del punto crítico, bloqueando las oscilaciones. Por lo contrario, si

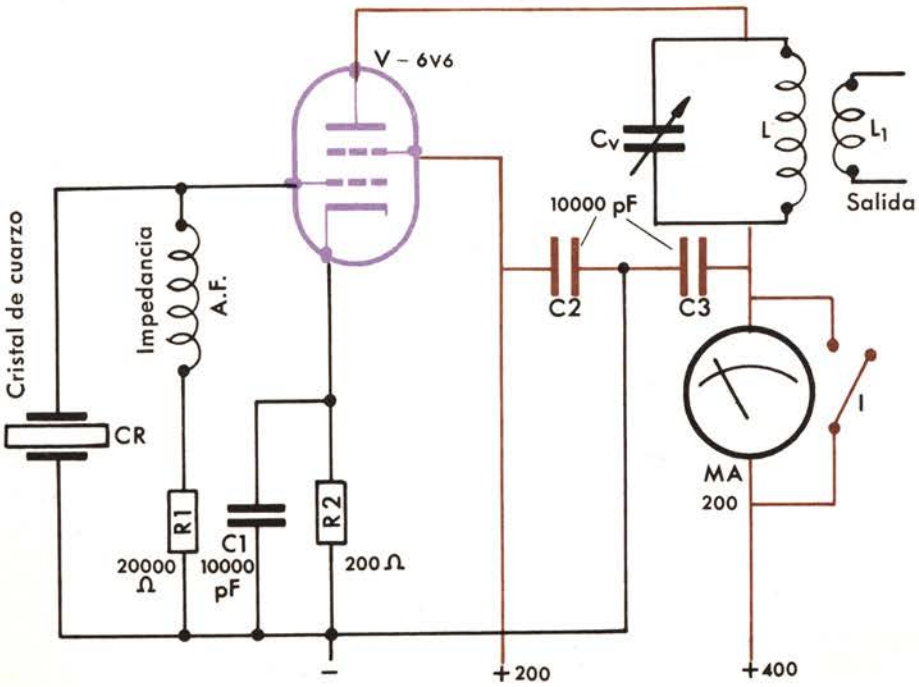


Figura 23. — Ejemplo de oscilador de una válvula tetrodo con control de cristal de cuarzo.

el funcionamiento se establece a una frecuencia ligeramente superior, aun teniendo una tensión de salida inferior, se obtiene un notable incremento en la estabilidad.

El circuito de reacción resulta de la unión en serie del circuito de placa, del cristal, de la rejilla y de la capacidad interelectródica entre rejilla y placa de la válvula triodo. Se consigue que la reacción sea positiva y que el oscilador funcione a la frecuencia del cristal. Con el control por cristal se tiene, por tanto, un generador que sólo puede excitarse para una frecuencia exactamente establecida, independiente de la regulación del circuito anódico.

Pueden construirse cristales de turmalina para frecuencias hasta de unos 10 megaciclos; no son interesantes los adecuados para frecuencias menores a los 10 kilociclos. Pueden conseguirse frecuencias de hasta 100 megaciclos sintonizando los circuitos a un armónico de la frecuencia de resonancia del cristal.

Ejemplo de oscilador de una válvula tetrodo con control de cristal de cuarzo

La figura 23 muestra una simple aplicación práctica del cristal de cuarzo, colocado en la entrada de una válvula osciladora en paralelo con una impedancia choque de alta frecuencia en serie con una resistencia R de 20.000 ohmios, necesaria para evitar que la tensión negativa de rejilla alcance su valor de corte. En el circuito de alimentación anódica hay un miliamperímetro mA (con escala de 200 mA), útil para comprobar las condiciones de trabajo de la válvula.

Oscilador de cristal con válvula dobladora de frecuencia

Otro tipo de oscilador de cristal es aquel en el que se puede doblar la frecuencia. El cristal de cuarzo no puede funcionar a frecuencias muy elevadas porque la frecuencia de resonancia depende de su espesor, que debe ser reducidísimo para dar frecuencias muy elevadas, y no es posible sobrepasar un cierto límite. Puede funcionar junto a una válvula osciladora que proceda a doblar la frecuencia de resonancia, sintonizándola al segundo armónico de la frecuencia de resonancia del cristal. Pongamos un ejemplo (ilustrado en la figura 24): supongamos tener un cristal de cuarzo cuya frecuencia de resonancia sea 3,5 megaciclos (85,7 metros de longitud de onda, aproximadamente). Se le puede hacer funcionar con una válvula que oscile a esta frecuencia y que proceda a doblarla llevándola a 7 megaciclos (42,8 metros de longitud de onda aproximadamente). Para cumplir tal fin es necesario que la válvula sea un tetrodo (6AQ5, 6V6, 6L6 y similares) o bien un pentodo. Veamos ahora cómo tiene lugar la multiplicación de la frecuencia. La rejilla pantalla de la válvula se comporta como si fuese la placa del triodo oscilador, sintonizado aproximadamente a la frecuencia del cristal (que en nuestro ejemplo es de 3,5 megaciclos), mientras que la placa de la válvula se comporta como si perteneciese a un triodo amplificador con el circuito de salida sintonizado en el segundo armónico (que en el ejemplo es 7 megaciclos) de la frecuencia de entrada. El circuito sincronizado con el cristal (L_1-C_1) se sintoniza a una

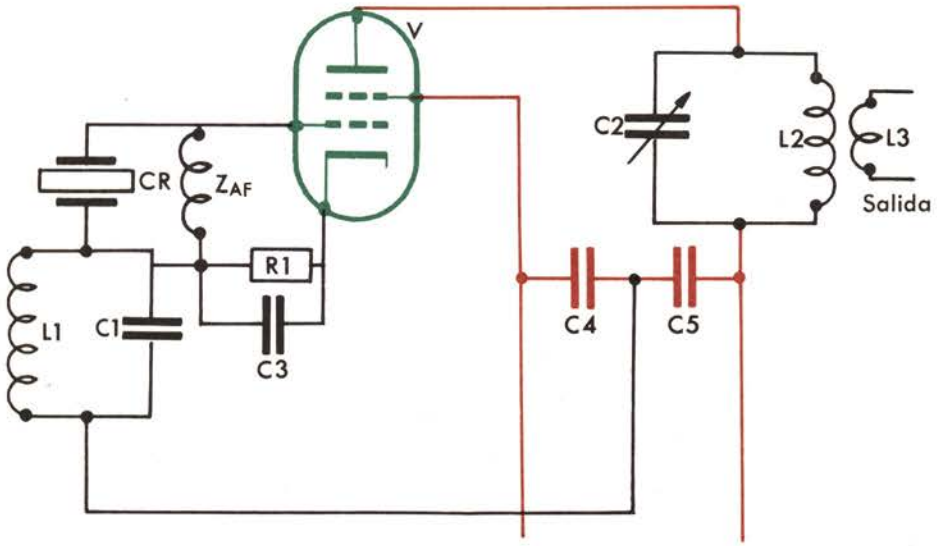


Figura 24. — Ejemplo de circuito doblador de frecuencia. Si en el circuito de entrada está presente también un circuito sintonizado, la válvula puede funcionar, además de como oscilador, también como amplificador. La rejilla pantalla separa las dos fases. El circuito de placa puede estar sintonizado sobre la segunda armónica de la rejilla, y de esta forma procede a doblar la frecuencia.

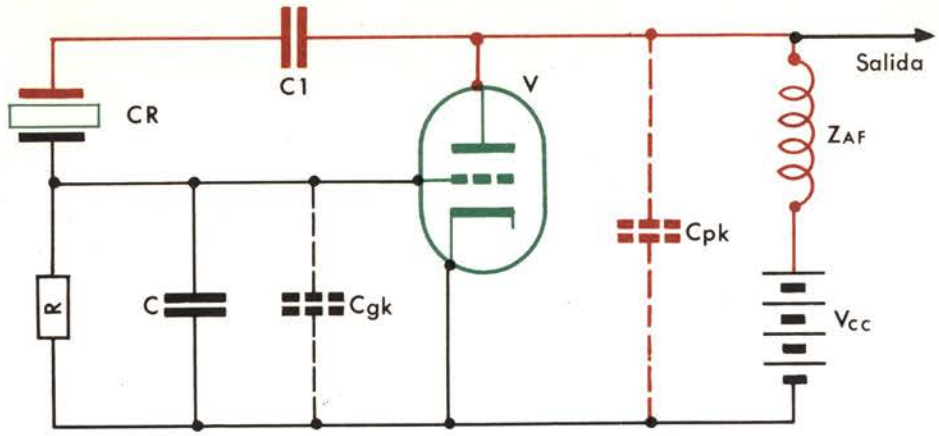


Figura 25. — Esquema de principio de un oscilador de cristal de cuarzo tipo Pierce sin bobinas de sintonía.

frecuencia ligeramente superior a la de resonancia del cristal de cuarzo, como ya se ha explicado con anterioridad. En cambio, el circuito sintonizado de placa compuesto por la inductancia L_2 y el condensador C_2 se sintoniza a la frecuencia doble de la del cristal.

Oscilador de cristal de tipo Pierce

La figura 25 muestra el esquema de principio de este tipo de oscilador. Su característica principal es que no necesita ningún control de sintonía. El cristal de cuarzo está acoplado entre rejilla y placa de la válvula. La característica de este circuito puede ser considerada equivalente al circuito del oscilador tipo Colpitts, con la diferencia de que en el lugar del circuito sintonizado se coloca el cristal de cuarzo y de que la división de la tensión se efectúa de manera automática a través de las capacidades interelectródicas constituidas entre placa y cátodo, y rejilla y cátodo, que representa de manera simbólica el esquema con señales punteadas. La cantidad de reacción depende de la capacidad presente entre rejilla y cátodo (C_{gk}). Entre estos electrodos se aplica un condensador C fijo, que determina la exacta amplitud de la señal de reacción en relación con el tipo de válvula que se emplea y la frecuencia de funcionamiento. El valor de dicho condensador no es crítico; muchas veces no es necesario sustituirlo cuando se varía la gama de frecuencia. Entre el circuito de placa y el cristal hay un condensador C_1, que protege al cristal de la corriente continua de alimentación anódica. La resistencia R y el condensador C suministran la tensión de polarización a la rejilla.

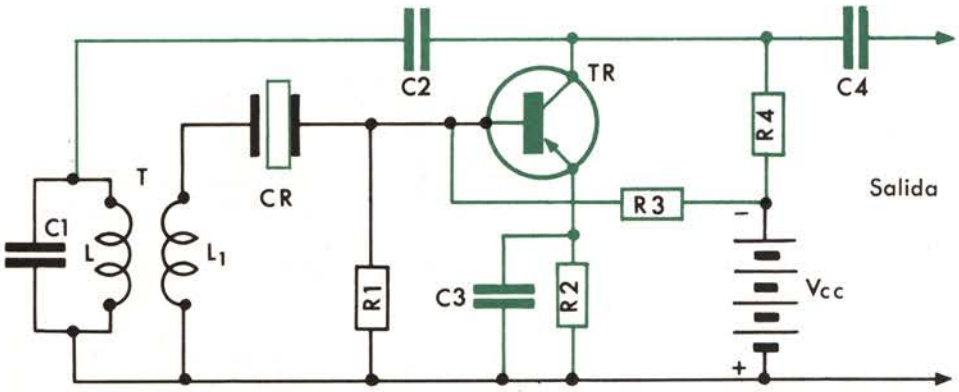


Figura 26. — Esquema de principio de un oscilador de transistor con control de cristal de cuarzo.

Osciladores de transistores con control por cristal

Estos osciladores emplean un transistor en sustitución de la válvula. El tipo descrito es de excitación en serie y funciona de forma similar a la del oscilador, sin control a cristal, con circuito sintonizado en el colector, descrito antes. El cristal está insertado en el circuito de reacción compuesto por la bobina L_1 (véase la figura 26). De esta forma la frecuencia generada por el circuito se hace muy estable, pero la frecuencia es única, y es la de resonancia del propio cristal. Para obtener otras frecuencias se insertan en el circuito diversos cristales cambiables por medio de un conmutador; o bien pueden utilizarse cristales

provistos de clavijas para que sean así cambiables para la sustitución.

También el circuito sintonizado debe variarse con la capacidad del condensador C_1 hasta cierto límite de la gama, o bien es necesario variar la inductancia L, actuando siempre de modo que la frecuencia del circuito de sintonía sea ligeramente superior a la frecuencia de resonancia del cristal, como ya se ha descrito en los precedentes oscila-

dores con válvulas. La reacción positiva entre colector y base se obtiene por medio de la inductancia mutua entre los arrollamientos del transformador T. Las resistencias R1, R3 y R4 determinan las tensiones de colector y de base. El condensador C_2 tiene la finalidad de aislar la corriente continua de alimentación, dejando pasar la componente alterna al circuito oscilante. El condensador aísla la carga conectada de lo que constituye el oscilador.

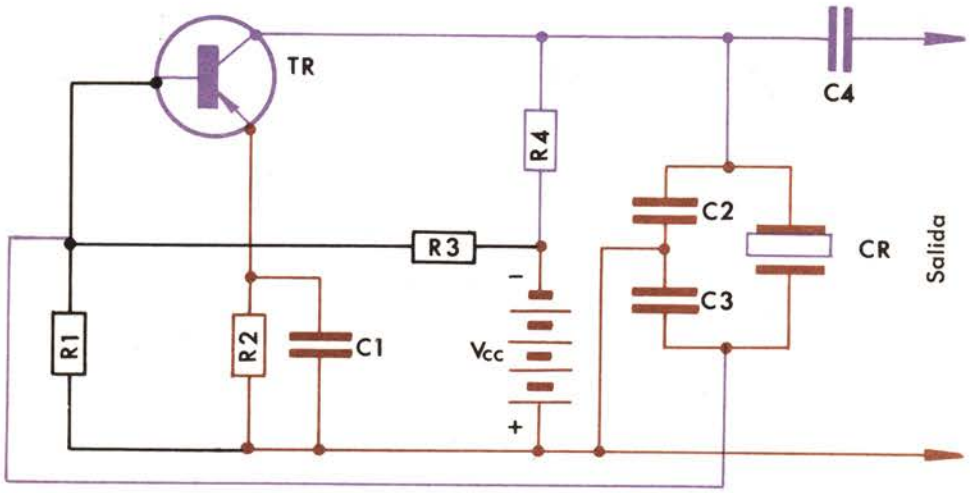


Figura 27. — Esquema de oscilador de transistor con emisor a masa. Este circuito es similar al circuito Colpitts. El circuito de resonancia, compuesto por la inductancia y capacidad, ha sido sustituido por el cristal de cuarzo.

Osciladores tipo Pierce con transistores

Se puede utilizar de dos maneras: con base común o bien con emisor común.

En el oscilador con base común, el cristal se excita con el sistema en paralelo. Examinemos el circuito, en el que el colector suministra al emisor la reacción a través de la capacidad del condensador C_1. Por medio de las resistencias R_2, R_3 y R_4 se consiguen las polarizaciones de la base y del colector que determinan las condiciones de funcionamiento del circuito R_1 es la resistencia compensadora del emisor. Los condensadores C_1 y C_2 constituyen un divisor de tensión unido en paralelo a la salida.

En este circuito, la frecuencia de oscilación no sólo se determina por la frecuencia de resonancia del cristal, sino también por la capacidad de los condensadores C_1 y C_2 en paralelo con el cristal. Los condensadores por lo general tienen valor elevado, para que la oscilación sea independiente de las eventuales variaciones de la capacidad de entrada y de salida del transistor.

Un oscilador tipo Pierce con emisor común puede verse en la figura 27. En este circuito, la señal de reacción se toma del colector y se aplica a la base del transistor Tr. El divisor de tensión está constituido por los condensadores C_2 y C_3.

También en este circuito la frecuencia de oscilación se establece como en el precedente, sea por la característica del cristal o por la capacidad de los condensadores C_2 y C_3 unidos en paralelo y al propio cristal. Si en este circuito se sustituye el cristal por un circuito oscilante equivalente, con bobina de inductancia, se obtiene un oscilador Colpitts. En estos tipos de circuito no se necesitan, por tanto, inductancias.

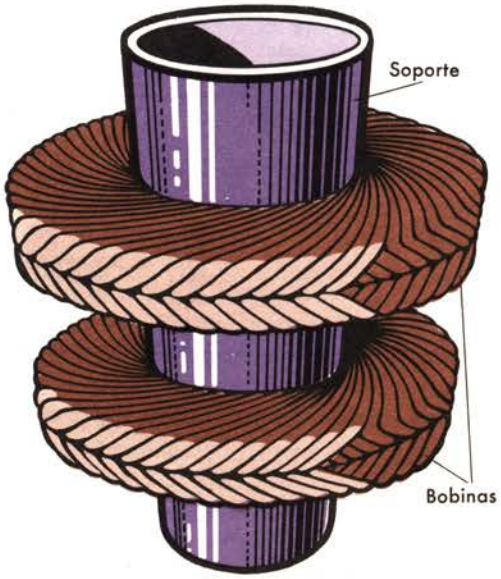


Figura 28. — Disposición de las bobinas para frecuencias de 100 a 1000 KHZ.

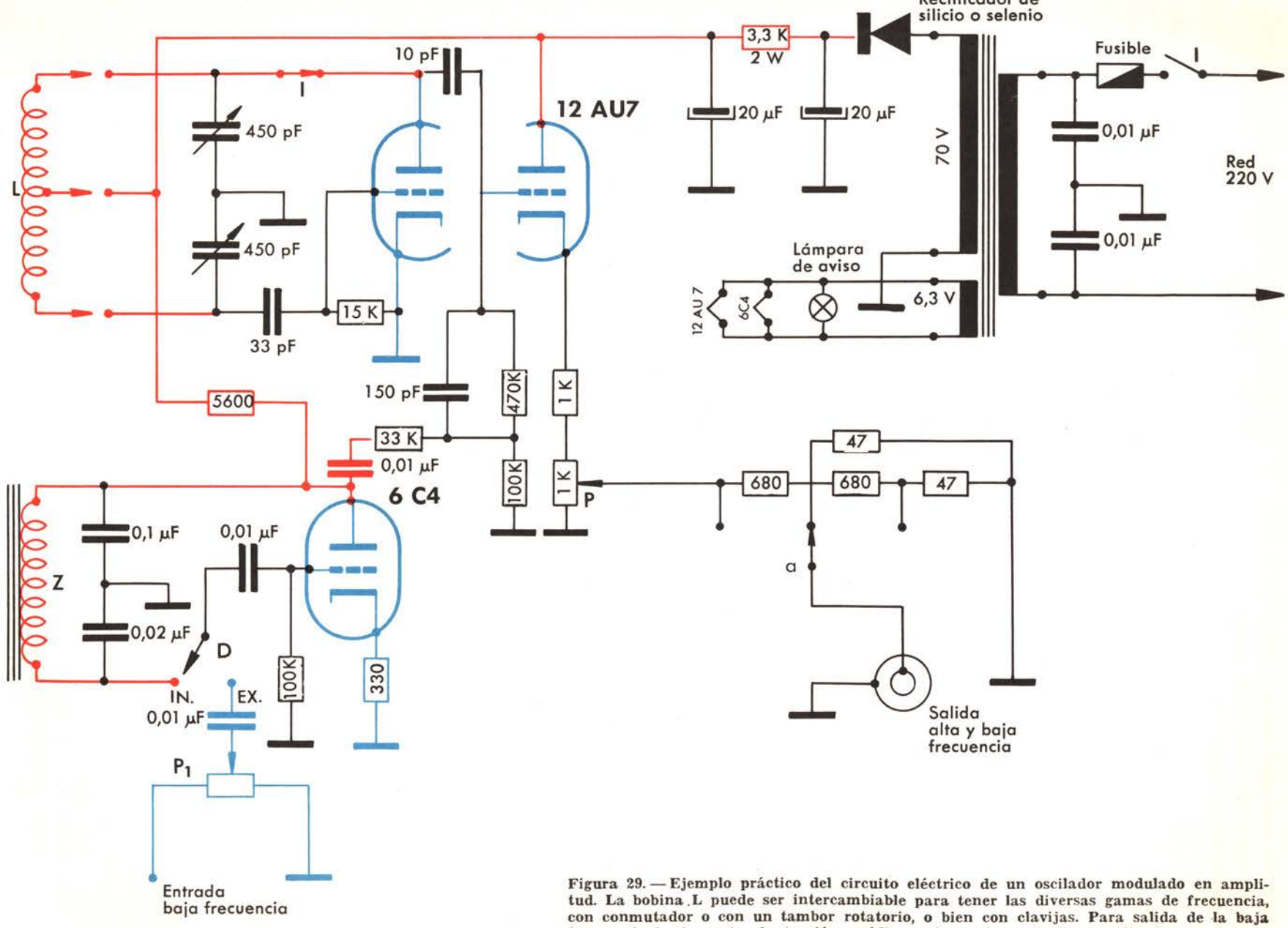


Figura 29. — Ejemplo práctico del circuito eléctrico de un oscilador modulado en amplitud. La bobina L puede ser intercambiable para tener las diversas gamas de frecuencia, con conmutador o con un tambor rotatorio, o bien con clavijas. Para salida de la baja frecuencia basta cortar la tensión anódica a la parte oscilante en alta frecuencia.

Ejemplo práctico de un sencillo generador de alta frecuencia, modulado en amplitud

Este generador es fácilmente realizable. Su circuito se basa en el empleo de osciladores similares a los que ya hemos descrito. Es un instrumento de fácil empleo, y sus aplicaciones son múltiples. Puede utilizarse para alinear frecuencias altas y medias en radiorreceptores superheterodinos. Como además dispone de una salida en baja frecuencia, se puede controlar las etapas de baja frecuencia de los radiorreceptores o de los amplificadores. Se puede comprobar, con el altavoz o con un voltímetro de corriente alterna, la salida obtenida para una determinada señal de entrada, y puede identificarse fácilmente la etapa que no funciona inyectando la señal en los diversos puntos a controlar.

La sección que genera las señales de alta frecuencia está compuesta por un doble triodo de tipo 12AU7 o similar (ver figura 29). Uno de los dos triodos de esta válvula actúa como oscilador con un circuito del tipo Colpitts, mientras que el otro triodo trabaja como fase de acoplamiento catódico, el cual tiene la finalidad de separar el oscilador del circuito de salida para evitar que las diversas cargas aplicadas al exterior puedan influir en el funcionamiento del oscilador y variar la frecuencia o la amplitud de la oscilación. Las diferencias se pueden obtener de diversas maneras: variando la bobina L o con diferentes bobinas fijas e intercambiables por medio de conmutadores (véase la figura 29, A, B y C). Todas las bobinas, de cualquier forma, deben tener una toma intermedia y un número de espiras diferente, según la gama de frecuencias que deban cubrir. Las bobinas para una gama de frecuencias bajas, en torno a 100 kilociclos, pueden dividirse en dos bobinas contiguas unidas entre sí en serie (figura 28). En un oscilador del tipo Colpitts, la reacción necesaria para la producción de las oscilaciones se obtiene mediante un divisor capacitivo presente entre los extremos de la inductancia que determina la frecuencia de funcionamiento. En este oscilador el divisor está compuesto por un condensador variable con dieléctrico de aire cuyo estator está dividido en dos partes aisladas entre sí. Con este tipo de condensador de dos secciones se tiene la ventaja de variar la frecuencia dentro de una cierta gama.

Las ventajas de emplear una fase de salida catódica como separador son las siguientes:

Baja impedancia de salida, que hace a este último insensible a las eventuales variaciones de la carga exterior, con plena ventaja de la estabilidad.

Impedancia de entrada muy elevada. Dicha impedancia de entrada, que significa la de carga del oscilador, no supone prácticamente absorción alguna. Por ello la aplicación de cualquier valor de la carga no aporta más que variaciones insignificantes, en la práctica nulas, de las características de la señal producida. El atenuador está compuesto por una resistencia variable P y un conmutador α que cambia las resistencias fijas que actúan como divisor de tensión. La resistencia variable varía progresivamente la tensión de la señal. Para la modulación se utiliza un oscilador de baja frecuencia, cuya señal es de 400 ciclos; también este oscilador es del tipo Colpitts, realizado utilizando una válvula del tipo 6C4 o similar, una inductancia con núcleo de hierro Z y un divisor capacitivo formado por condensadores de capacidad fija de 0,1 μF y 0,02 μF, cuyos valores son tales que se produce una señal de frecuencia de 400 ciclos. Esta señal carece prácticamente de distorsiones y es muy estable.

Cuando el conmutador D está en la posición IN (interior) la modulación es interna y la señal de baja frecuencia se aplica, a través de un circuito resistivo y capacitivo, a la rejilla de la válvula de acoplamiento catódico; de tal forma se superpone a la señal de alta frecuencia, a la cual modula en amplitud. Si se quiere tener sólo baja frecuencia en la salida basta cortar la tensión anódica a la válvula osciladora de alta frecuencia, y por la misma vía por donde se obtiene la alta frecuencia se tiene sólo la señal de baja frecuencia. Al contrario, si se quiere tener en la salida sólo la alta frecuencia, es suficiente poner el conmutador en E (es decir, modulación externa) y poner a cero el potenciómetro P_1.

Si se quiere entrar con una señal de baja frecuencia desde el exterior, es necesario aplicarla a los terminales de entrada de baja frecuencia y regular con el potenciómetro la amplitud de entrada de la señal. En este caso la válvula 6C4 asume el papel de amplificadora de la señal aplicada desde el exterior, desde donde se puede aplicar a la toma adecuada cualquier señal de baja frecuencia que module a la portadora de alta frecuencia. La alimentación está compuesta por un transformador con un primario adaptado a la red, un secundario de 70 V y otro secundario de 6,3 V. Los 70 V se rectifican después y se filtran por una célula en pi de resistencia y condensadores de una capacidad mínima de 20 μF, por una resistencia en serie de unos 2 vatios y 3,3 Ω (puede emplearse una self) y por un segundo condensador, también de capacidad mínima de 20 μF. El secundario de 6,3 V se utiliza para el caldeo de las válvulas y el encendido del piloto.

Los circuitos auxiliares del generador

En la descripción del generador llevada a cabo en el aparato anterior pueden apreciarse algunos elementos independientes de lo que es estrictamente el oscilador. Esos elementos no son más que componentes de una serie de circuitos que sirven para adaptar el oscilador (o mejor dicho, la señal que proporciona el oscilador) a la necesidad particular a que se destine el generador.

Es arriesgado dar como existentes en todos los generadores de alta frecuencia a determinados circuitos auxiliares. Sin embargo, puede afirmarse que en la mayor parte de estos generadores de alta frecuencia se encuentran los siguientes circuitos, además del oscilador:

Un amplificador de alta frecuencia, con una o varias etapas para la amplificación de la señal suministrada por el oscilador y para aislarlo de la carga. *Unos circuitos de salida* constituidos por *atenuadores* y *sistemas de medida. Un oscilador de baja frecuencia* que suministra una señal de frecuencia fija (del orden de 400 a 1000 ciclos), o que puede dar frecuencias generalmente comprendidas entre los 300 y 3000 ciclos, sea con variación continua o por saltos con sólo tres o cuatro posiciones; y un *sistema de modulación* de la señal de alta frecuencia por la señal de baja frecuencia, modulación que puede ser de *amplitud* o de *frecuencia* en los generadores normalmente empleados en radiorrecepción, o de *fase,* por *pulsos,* etc., en los generadores destinados a aplicaciones más particulares y técnicas.

De todos los circuitos mencionados como presentes sólo nos ocuparemos de los circuitos de modulación, ya que los demás han sido ya descritos en otras lecciones.

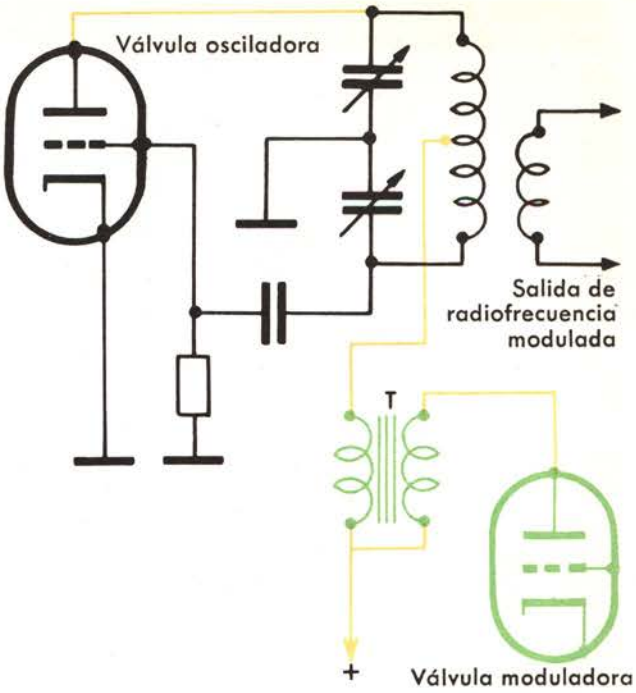


Figura 30. — Ejemplo de modulación de un oscilador con el sistema de modulación de placa.

Sistemas de modulación de amplitud

Estudiemos ahora las diversas técnicas de modulación de amplitud. En este sistema de modulación la señal de baja frecuencia, después de haber experimentado una discreta amplificación, se aplica directamente a la placa de la válvula moduladora (véase la figura 30). Este sistema puede conseguir una modulación de hasta el 100 %, sin introducir distorsiones. Naturalmente, para tener una modulación de amplitud del 100 % de señal audio,

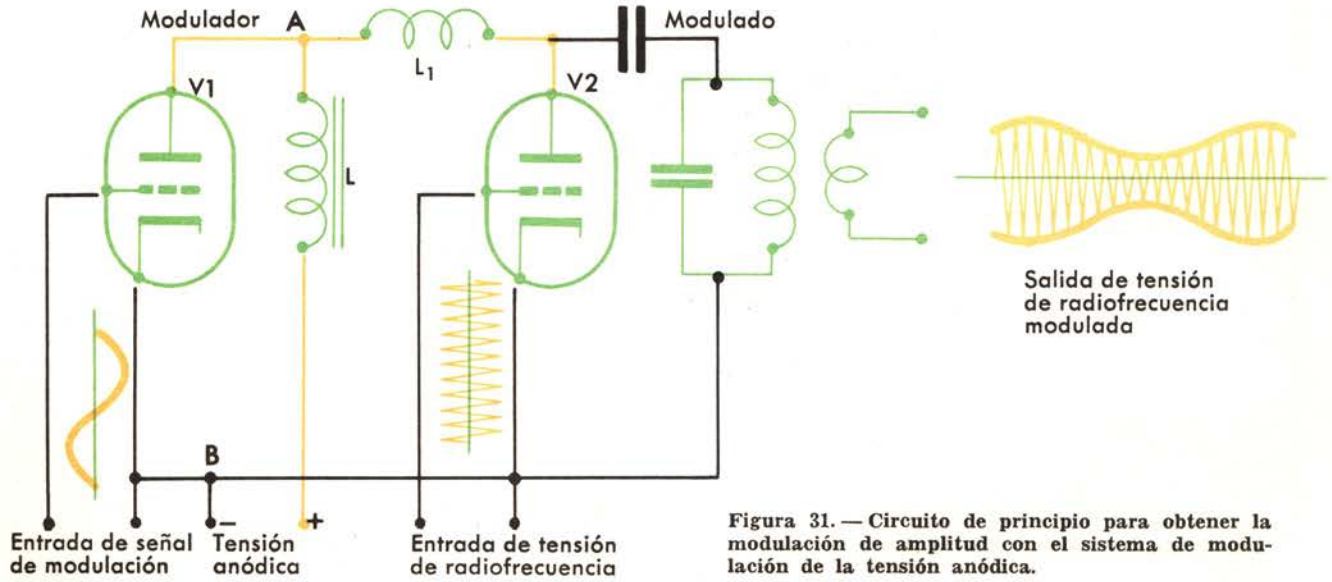


Figura 31. — Circuito de principio para obtener la modulación de amplitud con el sistema de modulación de la tensión anódica.

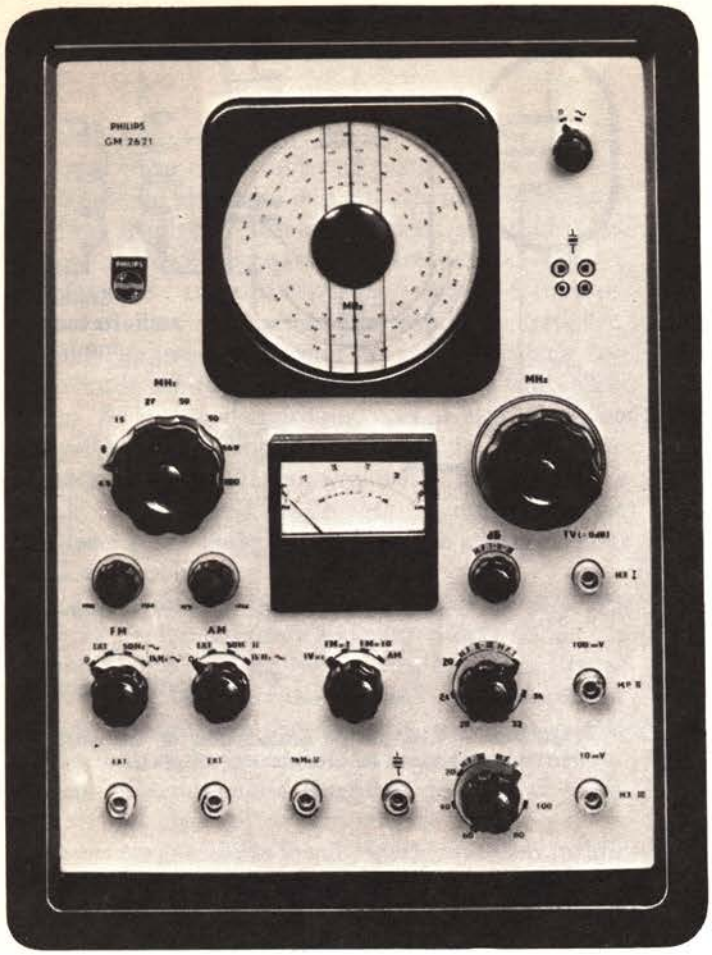


Figura 32. — Generador Philips GM 2621 para AM-FM. Como consecuencia de su amplia gama de frecuencias, de su alta precisión y de sus numerosas posibilidades de modulación, este generador está particularmente indicado para los laboratorios de investigación y de desarrollo especializados en receptores de AM-FM, televisores y aparatos similares. Además, la fácil utilización de este generador le convierte en un útil elemento de medida y de ensayo de prototipos de fabricación. Estas son sus principales características: Gama de frecuencias: de 4,5 a 300 MHz en siete bandas. Tensión de salida: de 0,1 μV a 1 V. Atenuación en seis escalones de 20 Db. Modulación de amplitud a 1000 Hz. Modulación de frecuencia a 1000 Hz con excursión de 0 a ± 250 KHz.

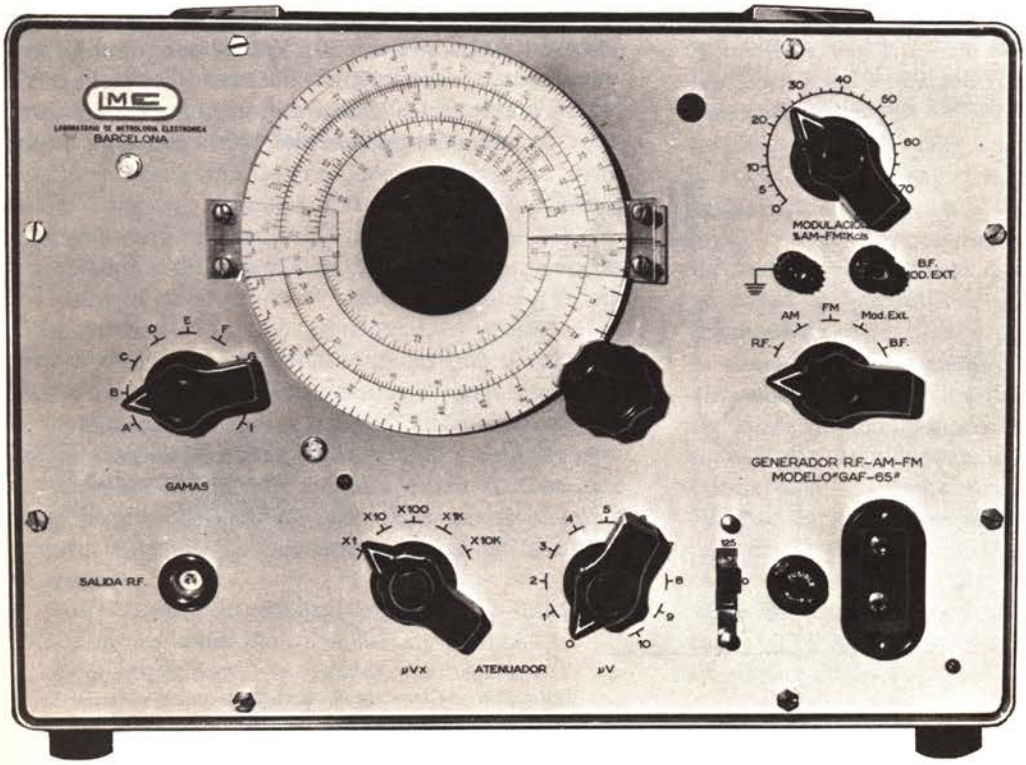


Figura 33. — Generador LME GAF-65 para AM-FM. Gama de frecuencias: de 150 KHz a 1250 MHz en AM con modulación a 400 Hz de 0 a 75 % en FM. Gama de frecuencias de 80 a 120 MHz con excursión de frecuencia ± 75 KHz. Nivel de salida en RF: 0 a 100 μV. Salida BF: 400 Hz .

la tensión del secundario del transformador de modulación T debe alcanzar un valor de pico igual a la tensión anódica de alimentación del oscilador. Durante los vértices negativos de la modulación la tensión anódica desciende a cero, por lo que también la amplitud de la radiofrecuencia cae hasta cero.

Para obtener la modulación por control de la tensión anódica se puede emplear un circuito como el indicado en la figura 31. En éste se aprovecha la propiedad de los amplificadores de la clase C de suministrar al circuito anódico una tensión de audiofrecuencia variable proporcionalmente a la tensión anódica de alimentación.

Las válvulas V_1 y V_2 están acopladas entre sí por medio de una inductancia L_1, que es un choque para las radiofrecuencias. La reactancia para las frecuencias de audio es insignificante. La válvula

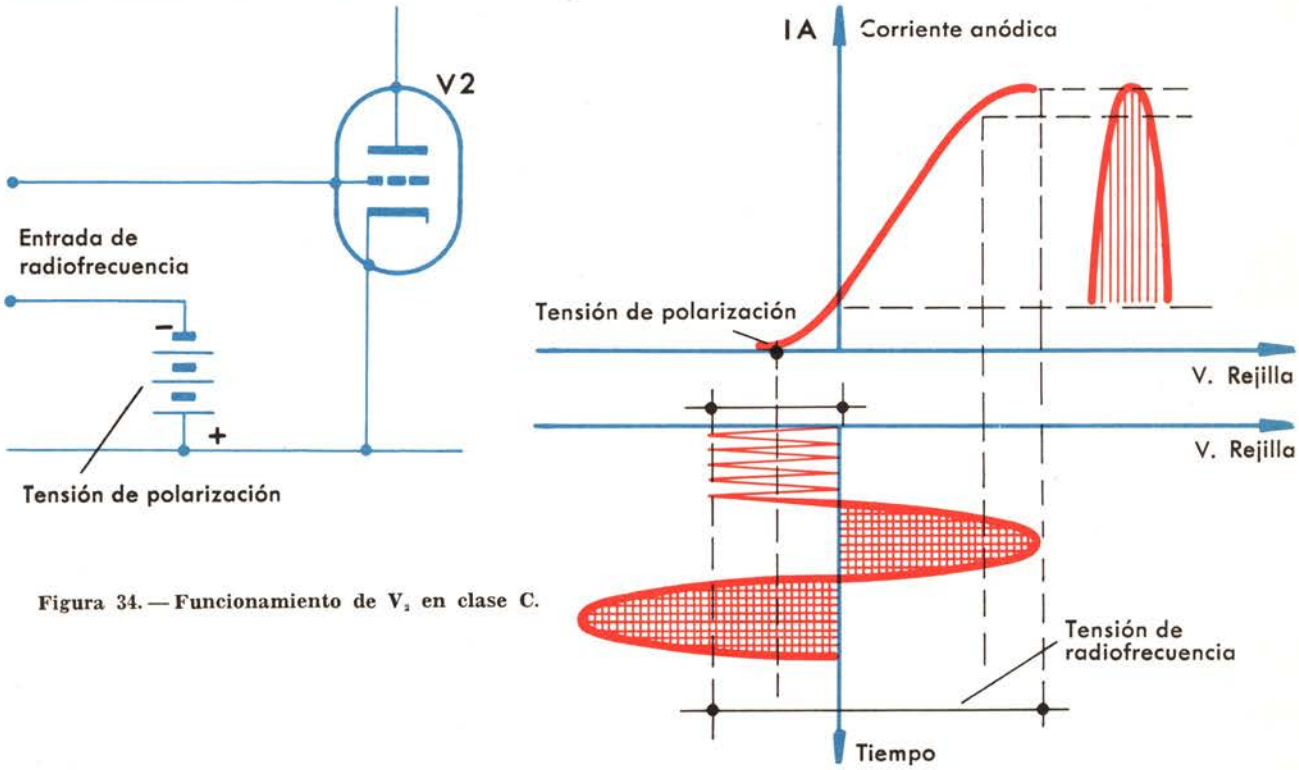


Figura 34. — Funcionamiento de V_2 en clase C.

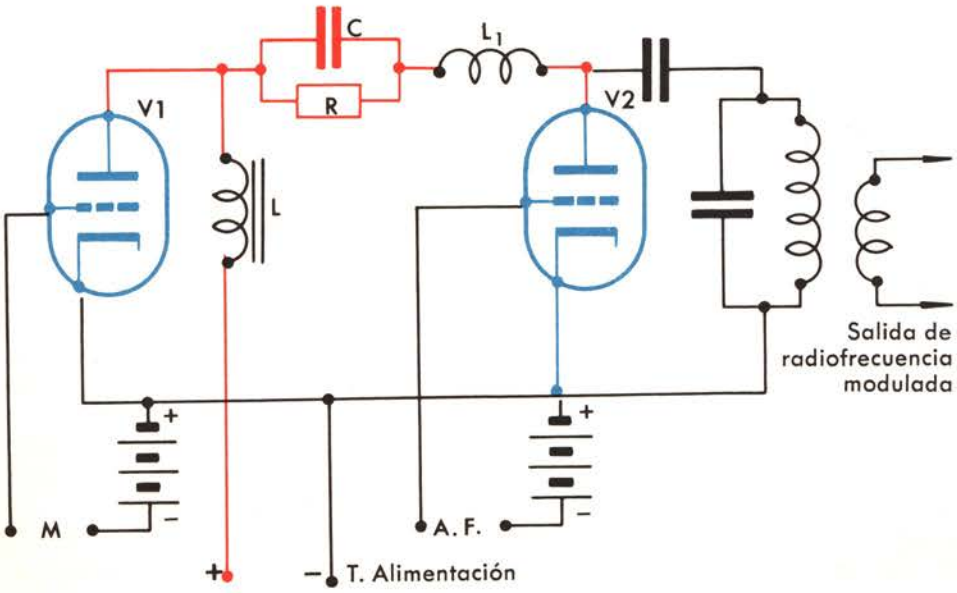


Figura 35. — Esquema de generador de A.F. modulado en amplitud con posibilidad de modulación al 100 %.

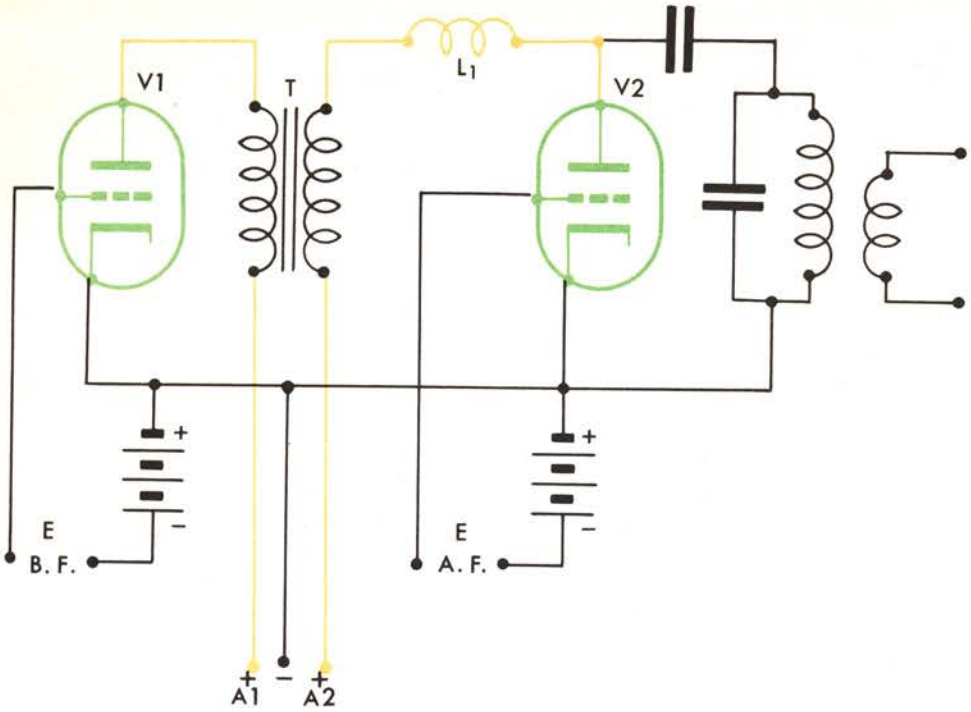


Figura 36. — Sistema para poder lograr la modulación al 100 %. BF entrada de la tensión de modulación. A.F., entrada de la tensión de radiofrecuencia. A_1, tensión anódica de la válvula V_1 moduladora. A_2, tensión anódica de la válvula V_2. T, transformador de acoplamiento.

V_1 es un amplificador de la señal de audiofrecuencia aplicada a la rejilla, mientras la válvula V_2 es la moduladora; es decir, la válvula en que se produce la modulación. La tensión de radiofrecuencia se aplica a la rejilla de la válvula V_2.

La válvula V_2 debe funcionar en clase C, y para conseguirlo hay que aplicar a la rejilla una tensión adecuada. Naturalmente, la señal de radiofrecuencia debe tener tal amplitud que mantenga siempre dicho tipo de funcionamiento (véase la figura 34). La válvula V_1, en cambio, funciona en clase A, puesto que sólo tiene la finalidad de amplificar las señales de audiofrecuencia y bajo tal aspecto no debe introducir distorsiones. A la placa de la válvula V_1 se aplican dos ramales en paralelo, uno constituido por la inductancia L (figura 31), choque de baja frecuencia y la tensión anódica; y el otro representado por la válvula V_2 y con una resistencia mucho menor que la inductancia L para las audiofrecuencias. La válvula V_2 toma la tensión de alimentación anódica entre los puntos A y B (véase la figura 31) y funciona en clase C, por lo que introduce una distorsión en la señal de alta frecuencia que motiva la presencia en la placa de señales correspondientes a las dos bandas laterales de la señal de alta frecuencia modulada por la baja frecuencia. Dicha modulación se denomina de corriente constante, por cuanto la corriente tomada de la fuente de alimentación es prácticamente constante, dado que las variaciones de intensidad en las dos válvulas son prácticamente complementarias y cuando una aumenta la otra disminuye la absorción de corriente. Como en este circuito la válvula V_1 trabaja en clase A, su tensión anódica no puede descender a valores nulos y no se puede obtener una profundidad de modulación del 100 %, inconveniente que puede evitarse como sigue:

Un sistema consiste en insertar antes de la válvula V_2 una resistencia R (véase la figura 35) que haga descender de manera conveniente el correspondiente potencial de placa de la válvula V_2. Sin embargo, para evitar que disminuya al mismo tiempo la amplitud de tensión de la baja frecuencia y para hacer que la caída de tensión provocada por la resistencia R sea constante e independiente de la variación de corriente, es necesario disponer en paralelo con la resistencia un condensador C de tal capacidad que deje pasar sin apreciable impedancia bajas frecuencias. El condensador puede tener una capacidad comprendida entre 0,04 y 0,06 μF. Así, al ser menor la tensión de placa de V_2 las variaciones de tensión de V_1 pueden reducir la tensión de V_2 a cero en los picos.

Otro método consiste en disponer un autotransformador que eleve la amplitud de la tensión al-

terna de baja frecuencia hasta alcanzar un valor máximo equivalente al de la tensión de alimentación de la válvula V_2. (Véase la figura 30, en la página 135.)

En lugar del autotransformador se puede utilizar un transformador, con relación próxima a 1, y fuentes de alimentación anódica independientes de forma que se tengan valores más adecuados para las tensiones anódicas de alimentación de los dos valores. (Véase la figura 36.) Las ventajas de las tensiones anódicas independientes son diversas, y las más importantes éstas:

1) Notable potencia útil modulada obtenida con elevado rendimiento.
2) La carga presentada por V_1 a V_2 es constante, por lo que esta última ofrece un funcionamiento más lineal.
3) El circuito que funciona en la clase C no sufre prácticamente eventuales variaciones de amplitud de la tensión de entrada de radiofrecuencia.

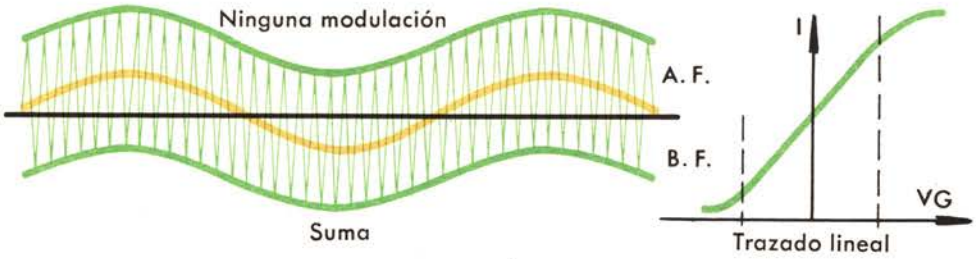


Figura 37. — Ilustración de la modulación (suma). No puede obtenerse ninguna componente de baja frecuencia. No hay modulación.

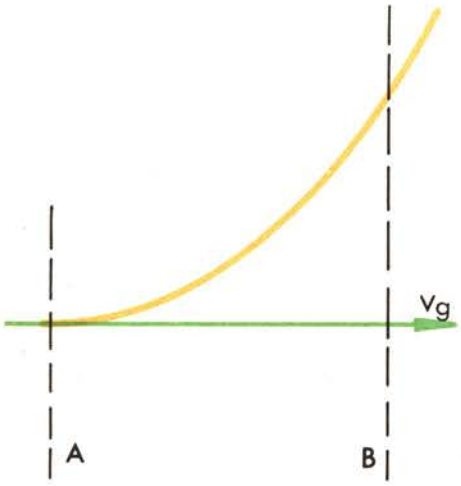


Figura 38. — Zona de funcionamiento para modulación por rejilla (A-B).

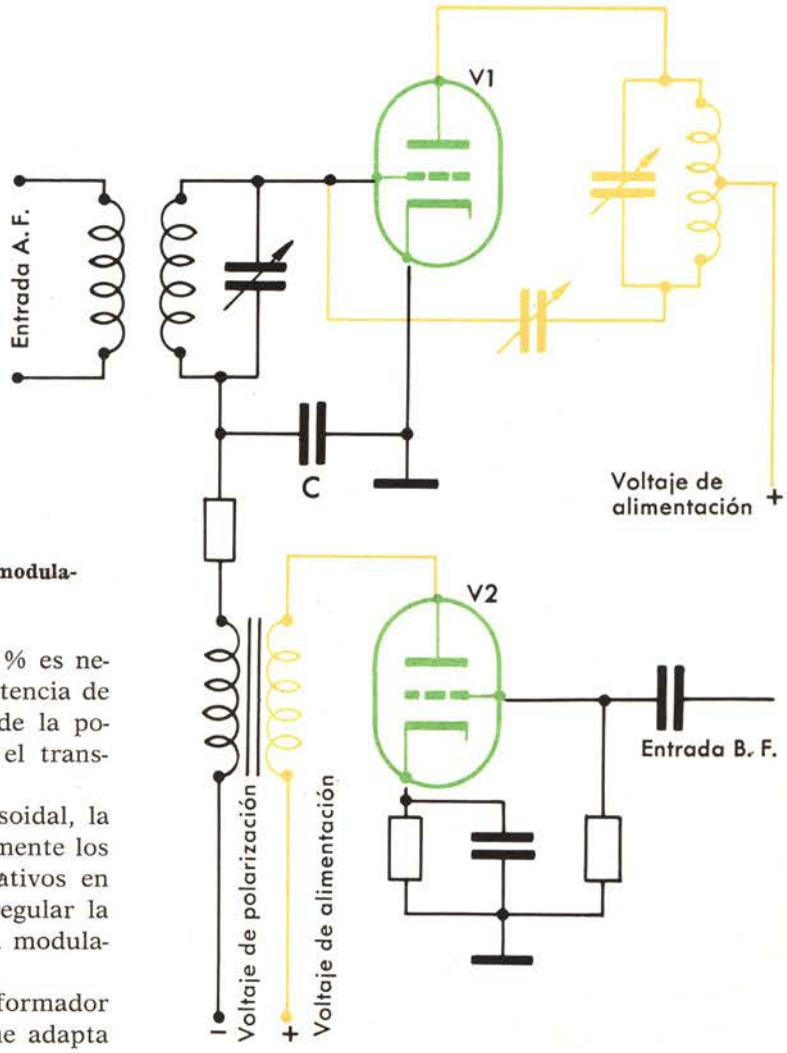


Figura 39. — Esquema del principio para modulación de característica de rejilla.

Para obtener una modulación del 100 % es necesario que V_1 pueda suministrar una potencia de audiofrecuencia equivalente a la mitad de la potencia de radiofrecuencia irradiada por el transmisor no modulado.

Cuando la señal moduladora en sinusoidal, la tensión de modulación alcanza constantemente los mismos valores de pico positivos y negativos en cada ciclo. Por tanto, es bastante fácil regular la potencia moduladora para conseguir una modulación del 100 %.

Un elemento importante es el transformador de modulación T (véase la figura 36), que adapta la impedancia de salida de la fase final del modulador a la de la fase final del transmisor. Para

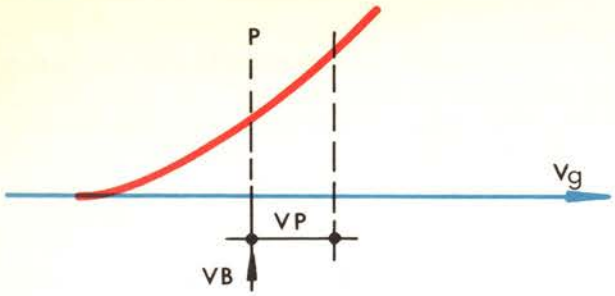


Figura 40. — V_g, tensión base de la rejilla. V_p, tensión de polarización. P, punto de funcionamiento

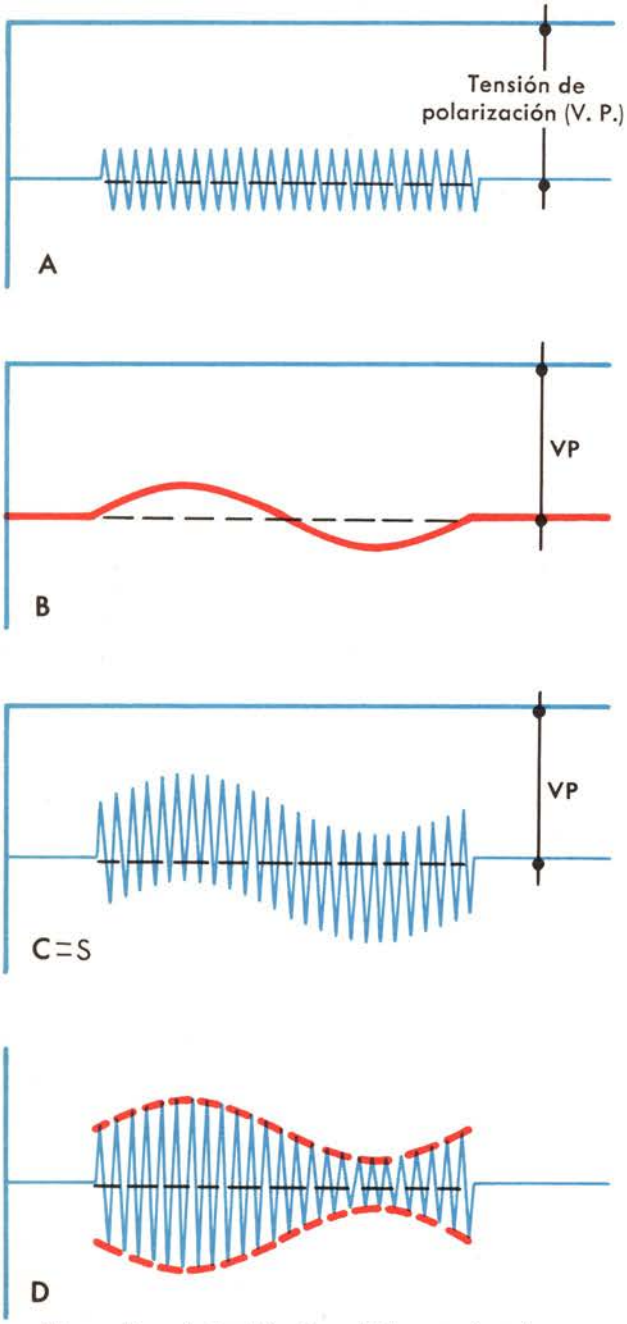


Figura 41. — A, tensión de radiofrecuencia más polarización. B, tensión de baja frecuencia más polarización. C, tensiones sumadas; es decir, tensiones de radiofrecuencia más tensión de baja frecuencia más polarización. D, corriente modulada en amplitud.

obtener la justa relación de espiras de transformador de modulación se debe calcular la relación entre estas dos impedancias. La resistencia de placa de la fase de radiofrecuencia se puede calcular como relación entre la tensión y la corriente de placa, mientras que la impedancia de la fase final de audiofrecuencia se puede hallar en manuales correspondientes a las válvulas empleadas. La relación del número de espiras debe ser igual a la raíz cuadrada de la relación de las impedancias.

Modulación por control de la tensión de rejilla

Para esta modulación, consideremos una válvula triodo, la más sencilla, adecuada para obtener nuestra finalidad. No debe funcionar en condiciones de linealidad —es decir, en la clase A—, ya que, de otro modo, en lugar de crear una oscilación modulada en amplitud crearía la suma de las dos oscilaciones que, manifestada en el receptor, no daría componente alguna de radiofrecuencia. (Véase la figura 37.) La modulación por control de la tensión de rejilla, o simplemente la modulación de rejilla, aprovecha la curvatura de las características de la válvula, y el punto de funcionamiento debe elegirse de manera que la curvatura sea la más conveniente. (Véase la figura 38.) Considerando un esquema como el de la figura 39, se aplica a la rejilla de la válvula triodo una tensión de audiofrecuencia (B.F.). El condensador C tiene la finalidad de evitar el paso de la tensión de radiofrecuencia al circuito de baja frecuencia. El punto de funcionamiento se asume sobre la curva en P (véase la figura 40) mediante una tensión de polarización tomada de una fuente de corriente continua.

Las tensiones de radiofrecuencia y de baja frecuencia, sumándose a la tensión de polarización, dan lugar a una oscilación de tensión —suma S— no modulada (véase la figura 41, A, B y C), que la curvatura característica de la válvula transforma en la oscilación de corriente modulada (véase la figura 41 D) en amplitud. La ventaja principal de la modulación por rejilla consiste en la baja potencia moduladora. Para obtener una modulación del 100 % sobre una señal de radiofrecuencia de 100 vatios sólo se necesitan 2 vatios de señal de baja frecuencia aplicados a la rejilla, siempre muy inferior a la potencia requerida para la modulación por placa.

La diferencia en las comparaciones con la modulación por placa se revela considerando la máxima potencia obtenible con una válvula dada. Es, con la modulación por rejilla, cerca de un tercio de la obtenible con la misma válvula utilizando la

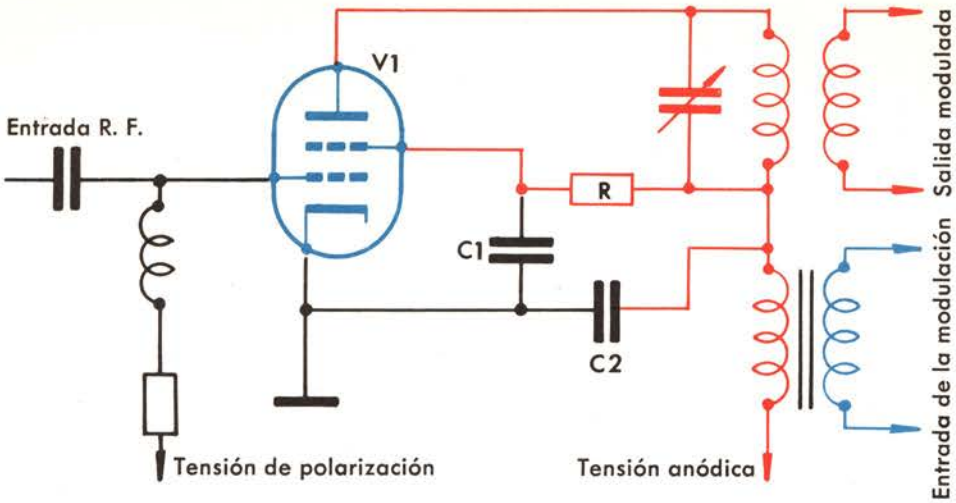


Figura 42. — Esquema de principio para la modulación de placa y rejilla pantalla.

modulación por placa. La razón de esto debe atribuirse al hecho de que con la modulación por rejilla se controla sólo la pequeña potencia de gobierno de la rejilla, mientras que en la modulación por placa hay que controlar directamente la potencia de placa de la moduladora.

Un inconveniente de la modulación por rejilla es la mayor dificultad para evitar distorsiones. En la modulación por placa, para obtener una notable profundidad de modulación, como es de desear, se precisa utilizar una tensión moduladora mucho mayor que la tensión modulada de radiofrecuencia, precisamente por aprovechar un trazo más amplio de la curva característica. De tal forma, se consigue también que cada oscilación de la tensión de radiofrecuencia se mantenga dentro de un trazo muy restringido de la característica, y al resultar por tanto muy reducida la curvatura no se generan excesivas distorsiones. Aun en las mejores circunstancias, la linealidad obtenible con la modulación de rejilla siempre es imperfecta.

Modulación por placa y por rejilla pantalla

Para este sistema de modulación es necesario que la fase de radiofrecuencia esté compuesta por válvulas tetrodo o pentodo. La corriente de placa de una válvula tetrodo o un pentodo es proporcional a la tensión de rejilla pantalla, casi como la corriente de placa de una válvula triodo es proporcional a la tensión de placa. (Véase la figura 42.) A primera vista parecería más racional la modulación sobre rejilla pantalla sola, dado que la potencia moduladora necesaria sería muy inferior; sin embargo, se ha comprobado que modulando al mismo tiempo también la placa se tiene una distorsión netamente inferior. Por ejemplo, en el esquema de la figura 42 se ve que la tensión de alimen-

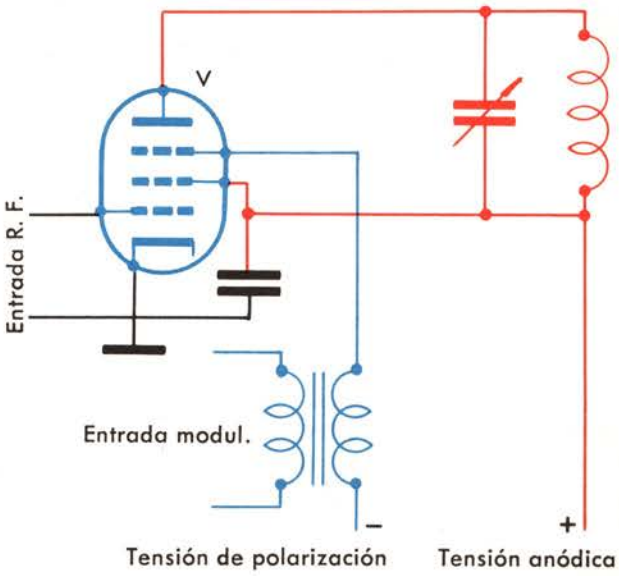


Figura 43. — Esquema del principio para modulación a través de la rejilla supresora (V, válvula pentodo).

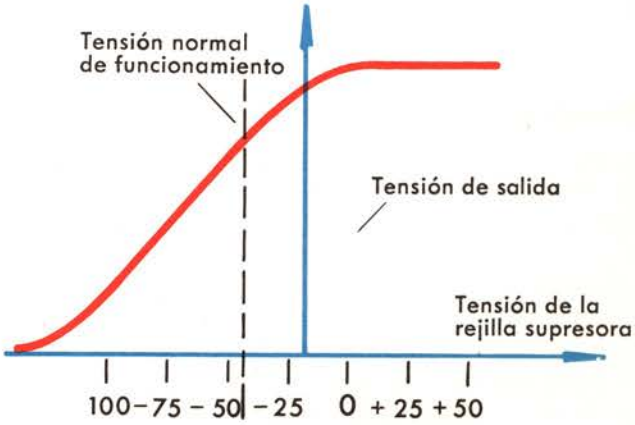


Figura 44. — Curva de funcionamiento con modulación a través de la rejilla supresora.

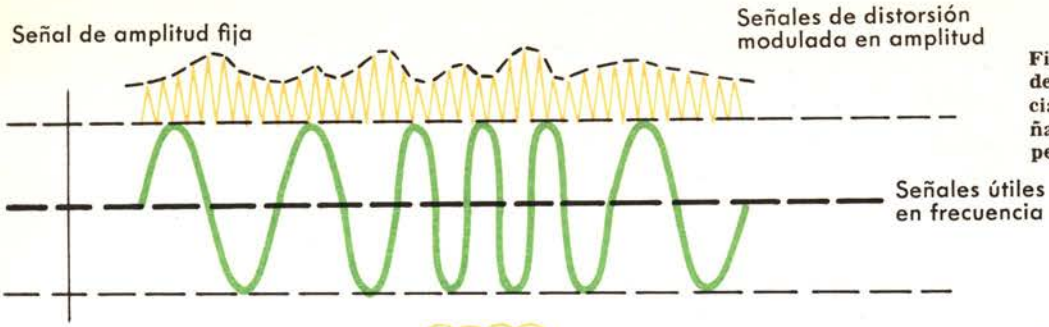


Figura 45. — Ilustración de la señal de la frecuencia modulada con la señal de perturbación superpuesta.

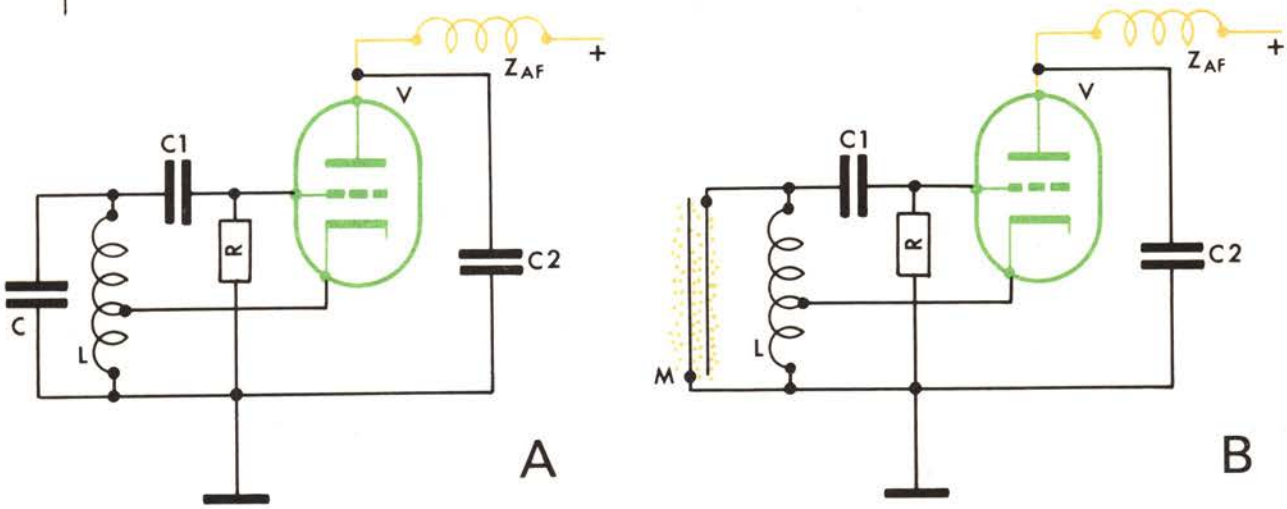


Figura 46. — A, circuito oscilador de tipo Hartley. B, el mismo circuito con un micrófono electrostático, M, en lugar del condensador, el cual, al variar la capacidad con la onda sonora, modula la oscilación en frecuencia y no en amplitud.

tación de la rejilla pantalla pasa a través de una resistencia R, la cual determina la necesaria caída de la tensión. Los condensadores C_1 y C_2, de pequeña capacidad, sirven para derivar a masa eventuales componentes de modulación; dichos condensadores no tienen efecto alguno sobre la frecuencia de modulación. Como se ve en la figura 42, la modulación se logra, como en los circuitos de modulación de placa, por medio de un transformador de baja frecuencia, según se ha descrito ya con anterioridad.

Modulación sobre la rejilla supresora

Para este sistema de modulación se usan válvulas del tipo pentodo; es decir, que contengan rejilla supresora. Dicha modulación es equivalente a la obtenida a través de la rejilla de control. También en este caso es suficiente una pequeña potencia moduladora, dado que la corriente de la rejilla supresora es pequeñísima.

La figura 43 muestra un esquema típico en el que la tensión moduladora se aplica a la rejilla supresora. Está suministrada por el secundario del transformador de modulación y se aplica a la rejilla supresora en serie con una tensión de polarización.

Con este sistema de modulación se obtiene una distorsión mínima, ya que la señal de modulación no supera el porcentaje del 90 %. La figura 44 describe la curva de funcionamiento. Examinándola se aprecia que la tensión de salida varía casi linealmente al variar la tensión de la rejilla supresora, al menos en cierto intervalo en torno al valor normal del funcionamiento.

Modulación de frecuencia

La tendencia para mejorar la reproducción sonora de los aparatos de radio ha extendido este sistema de modulación.

Bajo el aspecto de la calidad sonora se hace cada vez más actual el sistema de modulación de frecuencia.

La verdadera ventaja de la modulación de frecuencia reside en el hecho de que las perturbaciones y ruidos atmosféricos, como ondas moduladas en amplitud, pueden ser eliminadas fácilmente en los aparatos receptores destinados a señales moduladas en frecuencia, siendo constante en este

caso la amplitud de las señales. (Véase la figura 45.)

La frecuencia de una señal modulada en frecuencia varía entre un mínimo y un máximo en torno al valor de la portadora, y depende de la banda transmitida. Ahora, en breve, veremos el principio de funcionamiento de este tipo de modulador, hoy ya habitual en la mayor parte de los generadores de alta frecuencia.

Supongamos que tenemos un circuito oscilador, por ejemplo del tipo Hartley. En lugar del condensador C (véase la figura 46, A) ponemos un micrófono electrostático; es decir, un micrófono de condensador (figura 46, B).

Cuando le excita una onda sonora, varía la capacidad del micrófono electrostático, como si fuese un condensador variable. Está compuesto por dos láminas metálicas, una fija y robusta y otra móvil, situada muy cerca ante la primera, que puede vibrar cuando le hieren ondas sonoras. Las láminas están aisladas eléctricamente una de otra. La móvil cumple un desplazamiento completo a la misma frecuencia del sonido, y la capacidad del micrófono varía de forma proporcional. Dicha variación repercute en todo instante en la frecuencia de resonancia del oscilador, la cual varía según la frecuencia musical. Se tiene así en la salida del oscilador una onda modulada en frecuencia, cuyas desviaciones de la frecuencia central del oscilador dependen de la amplitud de las ondas sonoras. Este sistema mecánico para obtener señales moduladas en frecuencia padece de inconvenientes, puesto que para obtenerlas se debe emplear exclusivamente señales sonoras y no señales eléctricas. Por tanto, el sistema ilustrado en la figura 46 B no puede tener utilidad práctica, al menos como modulador de frecuencia de un generador de alta frecuencia con salida en FM.

Otro sistema mecánico podría basarse en la variación de la inductancia. En un circuito oscilador del tipo Hartley se emplea una bobina para el circuito resonante, como ilustra la figura 46 A; bobina que alberga un núcleo de ferrita que puede moverse. Como ya sabemos, un núcleo introducido en una bobina de oscilador puede variar la frecuencia si cambia su posición dentro de la bobina. Por tanto, la frecuencia de resonancia del oscilador varía según la posición del núcleo con respecto a la bobina. Si con un sistema mecánico pudiésemos lograr que el núcleo vibrase siguiendo las ondas sonoras, también con este sistema obtendríamos una modulación de frecuencia.

El sistema podría realizarse adoptando el principio de funcionamiento de un altavoz; es decir, utilizando como motor la unidad dinámica de un altavoz y poniendo en lugar del cono centradores para la bobina móvil con membranas onduladas. (Véase la figura 47.) De esta forma se puede obtener la modulación de la frecuencia. Las ondas sonoras, después de haber excitado un micrófono cualquiera, se amplifican y se envían a la bobina móvil del dispositivo. En la figura 47 se ve en sección la unidad dinámica de un altavoz, los centradores de la membrana ondulada y el núcleo de fe-

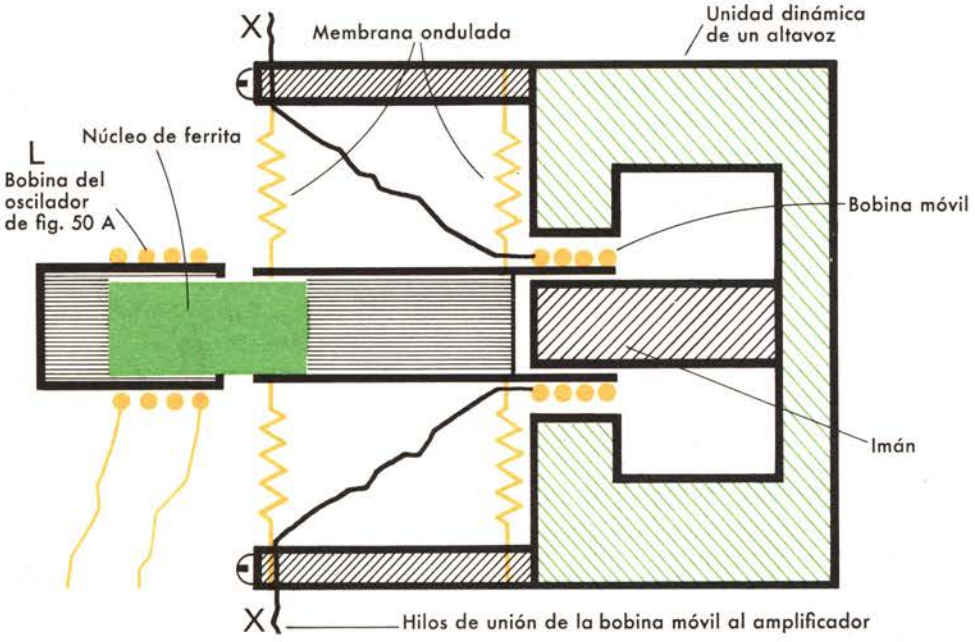


Figura 47. — Ilustración en sección de un dispositivo para mover un núcleo de ferrita por el interior de la bobina del oscilador.

rrita en el interior de la bobina del oscilador. La bobina móvil, al recibir la tensión acústica del amplificador, pone en movimiento hacia adelante y hacia atrás el núcleo, que, encontrándose en el interior de la bobina del oscilador, hace variar la frecuencia según la señal sonora. Este sistema no se utiliza en los transmisores de frecuencia modulada, pero puede utilizarse en ciertos instrumentos particulares de medición, aunque como el anterior no son prácticos como moduladores de frecuencia de los generadores de A.F. con FM.

Modulación con válvula de reactancia

Esta válvula, según su inserción en el circuito, puede comportarse como una inductancia o como un condensador. Antes de entrar en esta materia haremos un breve recordatorio sobre el comportamiento de las resistencias, las inductancias y las capacidades en los circuitos eléctricos.

Una resistencia actúa oponiéndose al flujo de la corriente continua o alterna, no produciendo defases entre tensiones o intensidades, en el caso de las corrientes alternas. Un condensador, por el contrario, presenta resistencia infinita a las corrientes continuas. Con respecto a las corrientes alternas, ofrece determinada resistencia al disminuir la frecuencia, y disminuye al aumentar. Por otra parte, corrientes y tensiones no están en fase, sino que la tensión sigue a la corriente con un defase de 90 grados.

La inductancia se comporta de manera opuesta a la capacidad. Una inductancia presenta resistencia nula a la corriente continua, mientras ofrece a la corriente alterna una resistencia (denominada reactancia inductiva) que aumenta y disminuye con la frecuencia. Con la inductancia se tiene un defase de 90 grados entre corriente y tensión, con la diferencia de que en este caso la tensión adelanta a la corriente.

Cada uno de los tres casos considerados desarrollan en un circuito acciones características. Dichas acciones se manifiestan también cuando, aun habiendo efectivamente una resistencia, están presentes comportamientos resistivos, capacitivos o inductivos, originados por otros componentes. También sucede un efecto de este género en el caso de la válvula moduladora de reactancia.

Es posible variar la frecuencia de resonancia de un circuito sintonizado controlando la variación de la reactancia, sea capacitiva o inductiva, presente en el circuito. Esto puede conseguirse mediante un circuito modulador de reactancia.

El modulador de reactancia consigue el resultado de obtener una modulación directa de la frecuencia de la señal del oscilador, en función de

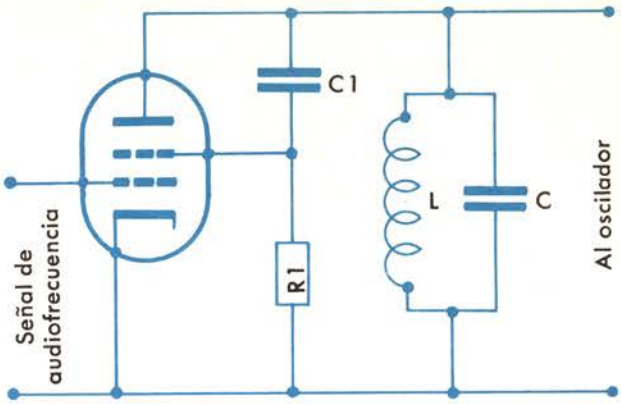


Figura 48. — Circuito de la válvula de reactancia de un oscilador modulado en frecuencia.

una señal de audio aplicada al modulador, convirtiendo las variaciones de amplitud de la señal de audio en correspondientes variaciones de reactancia que influyen en las condiciones de funcionamiento del circuito oscilante y por tanto varían la frecuencia de éste.

Ahora veremos cómo funciona un circuito con válvula de reactancia. Ante todo, veamos la figura 48.

Considerando el circuito oscilante L-C, démonos cuenta de que la válvula está en paralelo con él. Si puede conseguirse que esta válvula se comporte como un condensador o inductancia variables —es decir, como una reactancia capacitiva o inductiva variable— se obtendrán los mismos efectos de una variación en la reactancia de L o C del circuito oscilante, y por tanto una variación en su frecuencia de resonancia.

Cuando el circuito L-C oscila, una pequeña corriente atraviesa la red serie C_1-R_1 (C_1 es de muy pequeño valor). Esa corriente al atravesar C_1 adelanta 90° a la tensión, pero entre extremos de R_1 aparece una tensión en fase con la corriente apli-

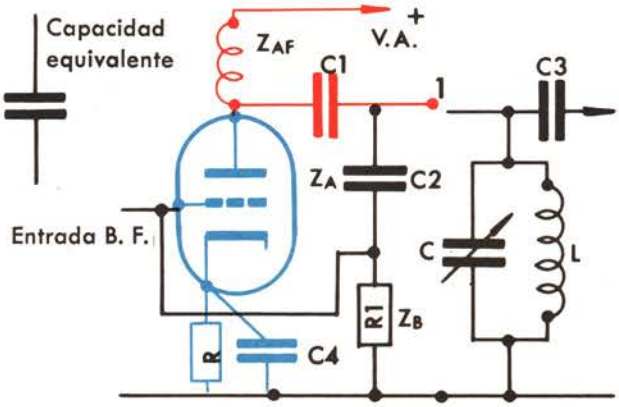


Figura 49. — Principio de un modulador a válvula de reactancia.

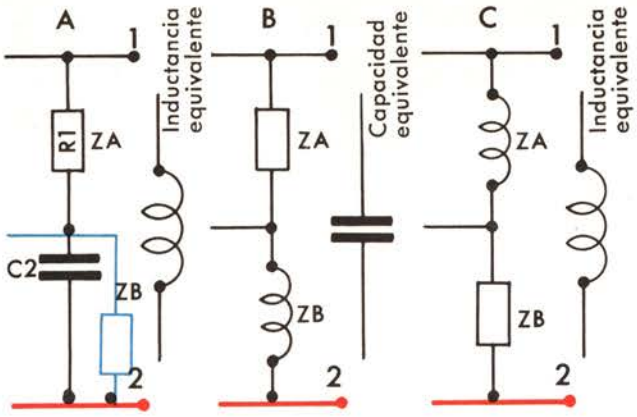


Figura 50. — Diversos sistemas de constitución de las impedancias de carga anódica Z_A y Z_B, que pueden ser introducidos en el circuito de la figura 49.

cada a la rejilla de la válvula que provoca variaciones de la corriente de placa en fase con la tensión en bornes de R_1. Tenemos, pues, un dispositivo en el que la corriente que absorbe está adelantada 90° respecto a la tensión. Se comporta, por tanto, como un condensador de capacidad dependiente de la corriente de la válvula. Si se aplica una señal de audiofrecuencia a la otra rejilla de control de la válvula, se varía la corriente de placa, y por tanto la reactancia capacitiva de la válvula. Tenemos con ello una manera de variar indirectamente la capacidad del circuito oscilante, y con ella la frecuencia.

Si en la red C_1-R_1 se permutan las posiciones de estos elementos podrían conseguirse con una pequeña R_1 y con una gran resistencia en paralelo los efectos de una reactancia inductiva variable con la señal de audio. (Figura 49.)

Ambos sistemas pueden formar parte de un modulador de frecuencia.

La señal modulada en frecuencia así obtenida se envía, a través de un acoplamiento inductivo, a otras fases, para la amplificación necesaria para su emisión por la antena. En ausencia de señal sobre la rejilla de la válvula moduladora a reactancia, la corriente anódica correspondiente tiene una intensidad tan limitada qne es casi insignificante con respecto a la carga anódica.

En suma, prácticamente, es como si se pusiera en paralelo con el circuito oscilante una capacidad o una inductancia, con el resultado de que la capacidad o la inductancia total experimenta una variación. Por tanto, la frecuencia de funcionamiento no depende sólo del valor del condensador C y de la inductancia, sino también del valor de la impedancia que presenta la válvula. En ausencia de señal la frecuencia del oscilador debe corresponder a la frecuencia central de la señal de frecuencia modulada.

En la figura 49 aparece el circuito de un modulador de reactancia, en el que la carga anódica Z_A está constituida por un condensador C_2 y Z_B por una resistencia R_1. En ausencia de señal de audio, esta red constituye una reactancia constante, presente en paralelo al circuito sintonizado del oscilador, cuyas características establecen el valor de la frecuencia central. En cambio, en presencia de señales moduladoras la reactancia del modulador, y por tanto la frecuencia del oscilador, dependen de la amplitud de la señal de audio que entra en la rejilla de la válvula moduladora. El ejemplo de la figura 49 no representa el único sistema adecuado para una reactancia variable añadida a un oscilador. Como hemos dicho, se puede cambiar de posición R_1 y R_2 poniendo la resistencia R_1 en lugar del condensador C_2 (véase la figura 50 A), de manera que la reactancia introducida por el modulador sea tipo inductivo. Puede utilizarse cualquier combinación de resistencia con inductancia o resistencia con capacidad, con excepción de las constituidas por inductancias y capacidad en serie para modular en frecuencia la salida del oscilador. Se han hallado adecuadas por completo cuatro combinaciones: resistencia y capacidad (véase la figura 49); capacidad y resistencia (figura 50 A); resis-

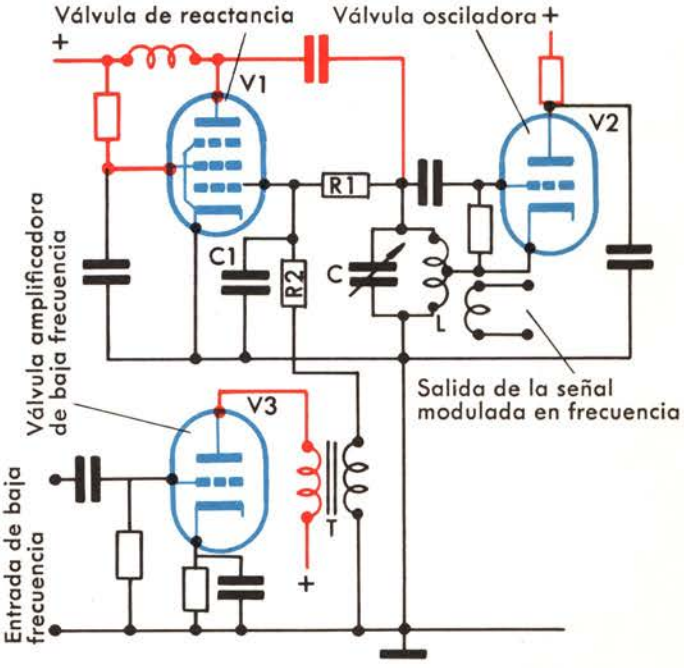


Figura 51. — Esquema típico del oscilador modulado en frecuencia con válvula de reactancia V_1. La frecuencia de la señal depende de los valores de la bobina L y del condensador C y se modifica por las variaciones de amplitud de la señal entre la resistencia R_1 y el condensador C_1.

tencia e inductancia (figura 50 B), e inductancia y resistencia (figura 50 C). Por ejemplo, en la figura e inductancia (figura 50 B), e inductancia y resistencia (figura 50 C). Por ejemplo, en la figura 49 (resistencia y capacidad), los componentes se determinan de forma que el valor de la resistencia R_1 sea mucho mayor que la reactancia ofrecida por el condensador C_2. Los cuatro sistemas citados, utilizados en la realización de moduladores de reactancia, están reagrupados para mayor claridad en las figuras 49, 50 A, 50 B y 50 C.

Oscilador modulado en frecuencia

La figura 51 es el circuito de un oscilador típico modulado en frecuencia, con válvula de reactancia de comportamiento inductivo. La sección osciladora es un oscilador normal de tipo Hartley. La frecuencia de oscilación de este circuito depende de los valores de la inductancia L y de la capacidad C.

Cuando el circuito oscilante está en resonancia aparece como si fuera puramente resistivo. Con la variación de la capacidad C o de la inductancia L se tiene un aumento o una disminución de la corriente capacitiva o inductiva, desplazando así la sintonización del circuito sobre otra frecuencia de resonancia. Así, logrando una corriente capacitiva o inductiva con fuentes externas al circuito, se tiene igualmente un cambio de la frecuencia de resonancia. La fuente de corriente capacitiva o inductiva exterior se añade por medio de la válvula moduladora de reactancia, que según la forma en que se inserta puede comportarse capacitivamente o inductivamente, ya que disponiéndola en paralelo con el circuito oscilante modifica la corriente inductiva o capacitiva. Naturalmente, estas variaciones hacen variar también la frecuencia. Si ahora se varía la tensión de polarización de la válvula V_1, obteniendo una tensión de baja frecuencia que puede provenir del secundario del transformador de modulación en serie con la tensión de polarización fija, también varía la tensión de placa según la baja frecuencia, y con ella varía también la frecuencia del oscilador.

El amplificador de baja frecuencia se acopla al circuito de rejilla de la válvula moduladora de reactancia por medio del transformador de modulación T; no se necesitan fases de potencia porque la válvula de reactancia no conduce corriente de rejilla. Cuando la señal de audio de la semionda es positiva, la rejilla de la válvula V_1 se hace más positiva, y por tanto aumenta la corriente en la válvula, determinando también un aumento de la frecuencia de resonancia del circuito oscilante. La frecuencia de audio determina la velocidad de variación, mientras que la amplitud determina el desplazamiento de frecuencia. Con la válvula de reactancia se obtiene una modulación casi perfectamente lineal.

En el circuito de la figura 51, para el desplazamiento entre tensión y corriente en la válvula de reactancia, se ha utilizado un condensador C_1 en serie con una resistencia R_1, obteniéndose así un desplazamiento de fase que hace inductiva a la válvula. Sin embargo, puede utilizarse otros sistemas con que obtener defasamientos que la hagan capacitiva, o sea tal que la corriente que la recorre preceda a la tensión con un ángulo de 90 grados. El resultado final que se obtiene siempre es el mismo, sea con la válvula de reactancia capacitiva o con la válvula de reactancia inductiva.

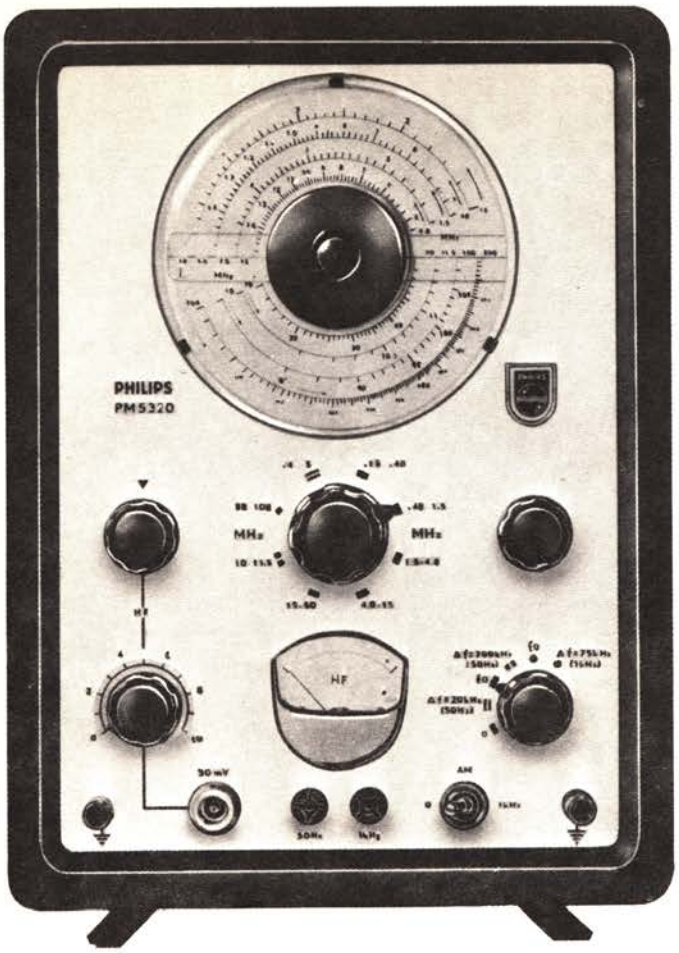


Figura 52. — Generador Philips PM 5320 para AM-FM. La gama de frecuencias de este generador cubre todas las bandas de radio de FI, AM-FM y TV. Está, por tanto, indicado para control y ajuste de receptores AM-FM. Características: Gama de frecuencias: de 150 KHz a 50 MHz en cinco bandas. Tensión de salida: 50 μV. Modulación de amplitud a 1000 Hz. Modulación de frecuencia a 1000 Hz con excursión de ± 75 KHz.

Figura 53. — Generador LME IN-70/B. Generador RF modulado en AM. Gama de frecuencias: 100 KHz a 30 MHz. Modulado en AM a la frecuencia de 100-800-3000 Hz. Salida de RF de 1 μV a 1 V. Banda ensanchada en F.I. de 420 a 500 KHz. Posibilidad de modulación externa.

APENDICE

REALIZACIONES PRACTICAS SOBRE APARATOS DE MEDIDA

Construcción de un voltímetro electrónico a transistores

lección práctica

CONSTRUCCION DE UN VOLTIMETRO ELECTRONICO A TRANSISTORES

DESCRIPCION GENERAL

Como complemento a las lecciones teóricas que integran este volumen, le proponemos ahora la construcción de un sencillo voltímetro electrónico que puede constituir un eficaz complemento de los instrumentos que usted ya posee.

Todos los componentes que intervienen en el montaje se encuentran con facilidad en el comercio, por lo que su realización práctica no ofrece dificultades.

Como todo voltímetro electrónico, tiene la principal característica de presentar una impedancia de entrada muy elevada; pero al mismo tiempo, y debido a que ninguno de los dos bornes de entrada está conectado a la caja, tiene la ventaja de poder efectuar mediciones entre dos puntos activos lo mismo que un polímetro ordinario.

El circuito está constituido por dos transistores montados en puente; la alimentación está proporcionada por una pila de 9 V.

EL ESQUEMA

El esquema de principio de este voltímetro electrónico está indicado en la figura 1. Al aplicar a los bornes de entrada la d.d.p. a medir se establece una corriente que circula a través de las resistencias R_b y de las uniones base-emisor de los dos transistores.

Como puede observar, esa corriente circula en el primer transistor de base a emisor, y en el segundo de emisor a base. Por consiguiente, si en el primer transistor provoca un aumento de la tensión de colector, en el segundo provoca una disminución de igual valor.

La d.d.p. entre ambos colectores se mide por medio de un galvanómetro, cuyas indicaciones son por consiguiente proporcionales a tensión aplicada a la entrada.

La corriente que circula por las bases está limitada por las resistencias R_b, de manera que variando esas resistencias se puede conferir al instrumento diversas sensibilidades.

Naturalmente, con los solos elementos que aparecen en la figura 1 el montaje no tendría un funcionamiento correcto, puesto que las bases no están polarizadas. En nuestro montaje la polarización se consigue conectando resistencias entre los terminales del colector y base de cada transistor.

Esta forma de polarización tiene, como sabemos, la virtud de estabilizar térmicamente el transistor, cosa imprescindible en este tipo de montaje, pues de lo contrario el aparato presentaría

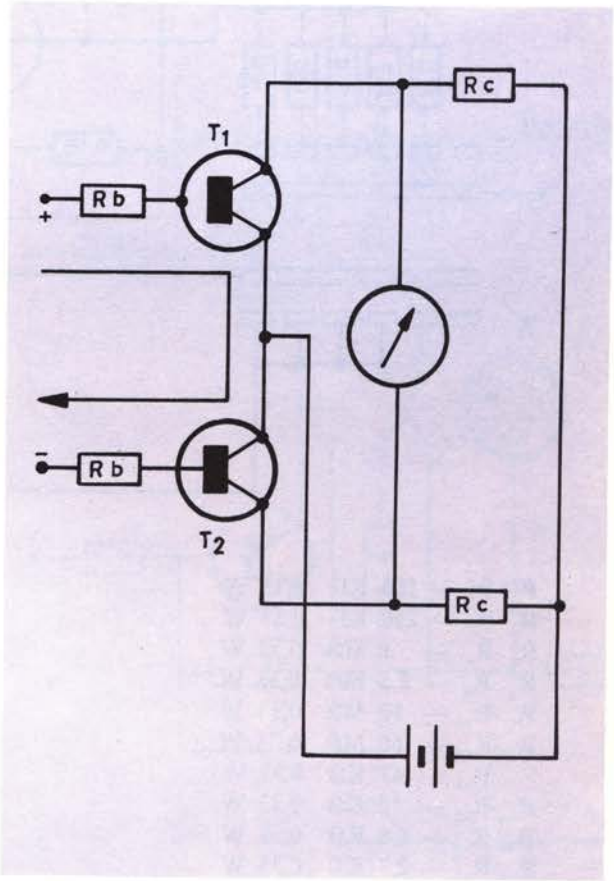


Figura 1

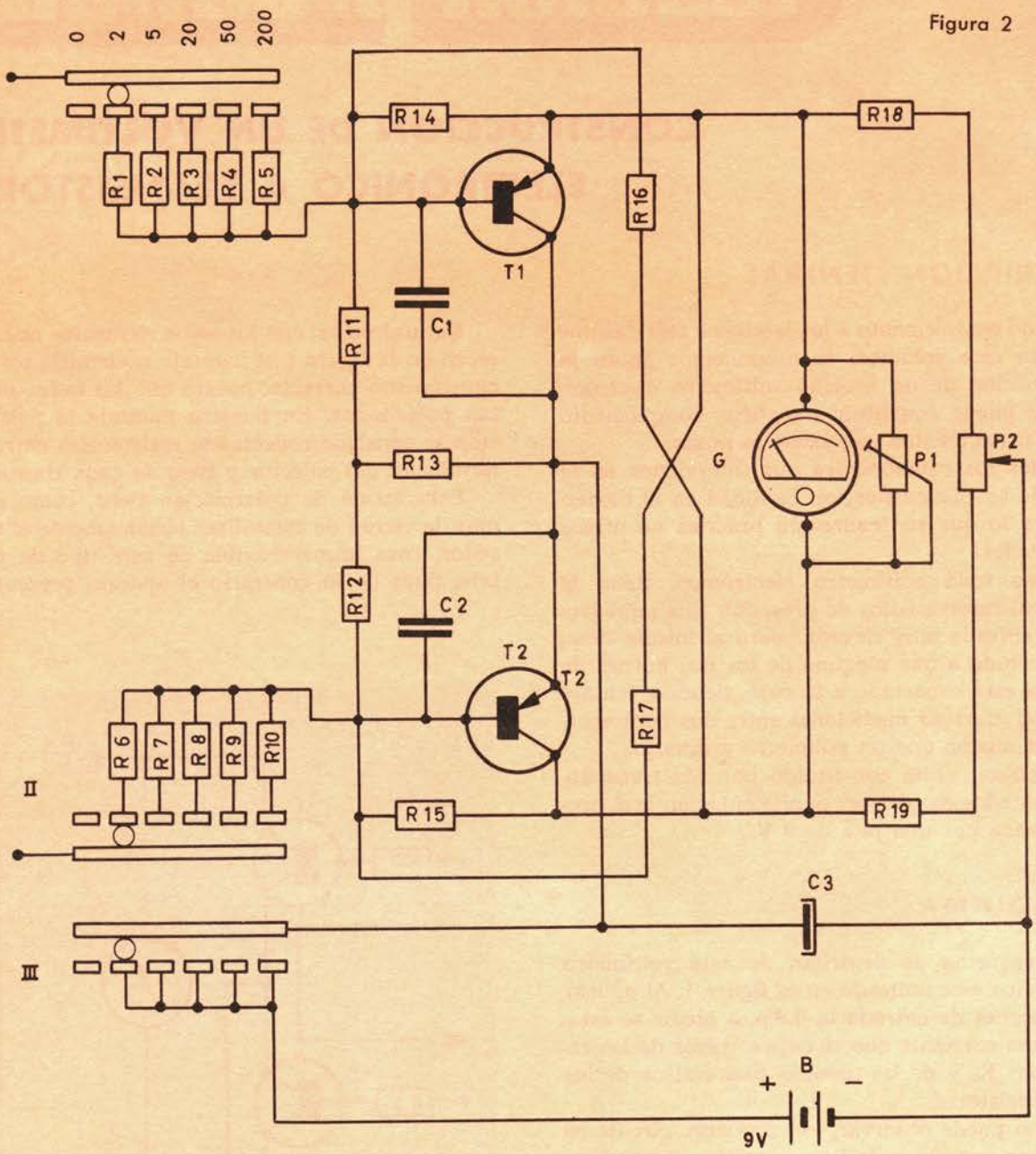


Figura 2

R_1 -R_6 — 100 KΩ 0,33 W
R_2 -R_7 — 250 KΩ 0,33 W
R_3 -R_8 — 1 MΩ 0,33 W
R_4 -R_9 — 2,5 MΩ 0,33 W
R_5 -R_{10} — 10 MΩ 0,33 W
R_{11}-R_{12} — 68 MΩ 0,33 W
R_{13} — 47 KΩ 0,33 W
R_{14}-R_{15} — 10 KΩ 0,33 W
R_{16}-R_{17} — 6,8 KΩ 0,33 W
R_{18}-R_{19} — 2,7 KΩ 0,33 W

C_1 - C_2 — 100 KpF, 30 V
C_3 — 160 μF, 25 V
P_1 — Ajustable 10 KΩ
P_2 — Potenciómetro lineal 1 KΩ
G — Galvanómetro 500 μA, 200 Ω
B — Pila de 9 V
I, II, III — Conmutador de seis posiciones y tres circuitos
T_1 - T_2 — Transistor OC75.

una deriva de cero inadmisible en un instrumento de medida. Tiene, sin embargo, el inconveniente de que reduce notablemente la ganancia a causa de la fuerte realimentación negativa que introduce.

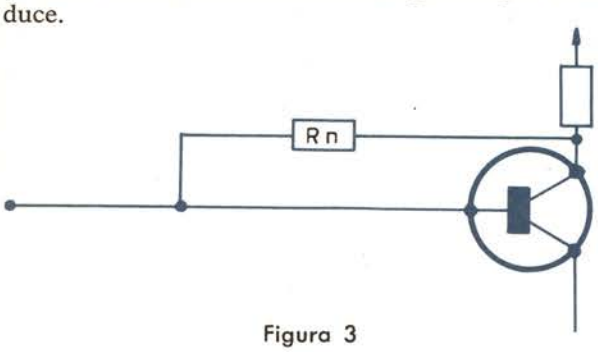


Figura 3

Transistor polarizado a partir de la tensión de colector.

Para compensar esa disminución de ganancia se añaden al montaje las dos resistencias R_b, conectadas cada una entre el colector de uno de los transistores y la base del otro.

Ese par de resistencias introduce en el montaje alguna realimentación positiva que compensa parcialmente la realimentación negativa debida a las resistencias de polarización y le proporciona la ganancia necesaria.

La figura 4 representa el montaje con las resistencias de polarización y de realimentación incluidas. En la figura 2 aparece el esquema completo.

En él, P_1 es el potenciómetro de calibración y P_2 es el de equilibrio o de ajuste de cero. El primero únicamente es accesible abriendo la caja; en tanto que el segundo se gobierna mediante un mando exterior.

En ese esquema también puede apreciar que el valor de las resistencias R_b puede seleccionarse entre cinco pares distintos, con lo que se obtienen cinco sensibilidades distintas en el voltímetro.

Esa selección se efectúa mediante las secciones I y II del conmutador de seis secciones. La sección III de ese mismo conmutador se utiliza como interruptor.

Las sensibilidades conseguidas son:

0 - 2 - 5 - 20 - 50 - 200 V

y están indicadas también en el esquema.

En principio, las resistencias R_1 a R_{10}, que constituyen los pares R_b de entrada, debieran tener una tolerancia del 1 por 100; pero como no es fácil encontrar estas resistencias en el comercio, hemos decidido emplear resistencias standard con un 5 % de tolerancia.

Ello, sin embargo, no resuelve del todo el problema, pues si bien los valores de 100 KΩ (R_1-R_6), de 1 MΩ (R_3-R_8) y de 10 MΩ (R_5-R_{10}) son corrientes, no lo son, en cambio, los de 250 KΩ (R_2-R_7), ni 2,5 MΩ (R_4-R_9).

Por suerte, lo verdaderamente importante no es que las resistencias R_b sean iguales, sino que en suma tengan un valor determinado.

Así, en el caso de R_2 y R_7 lo importante es que se cumpla que:

$$R_2 + R_7 = 500 \text{ K}\Omega.$$

Ello puede conseguirse con valores corrientes en la forma siguiente:

En lugar de R_2 colocamos dos resistencias en serie, una de 200 KΩ y otra de 27 KΩ; en lugar de R_7 utilizamos una de 220 KΩ en serie con otra de 33 KΩ.

De esta forma la suma total es:

$$220 + 220 + 33 + 27 = 500 \text{ K}\Omega$$

es decir, el valor requerido.

De forma análoga, R_4 está formada por 2,2 MΩ + 270 KΩ; y R_9 por 2,2 MΩ + 330 KΩ.

La suma total es 5 MΩ; es decir, lo mismo que si R_4 y R_9 fuesen de 2,5 MΩ cada una.

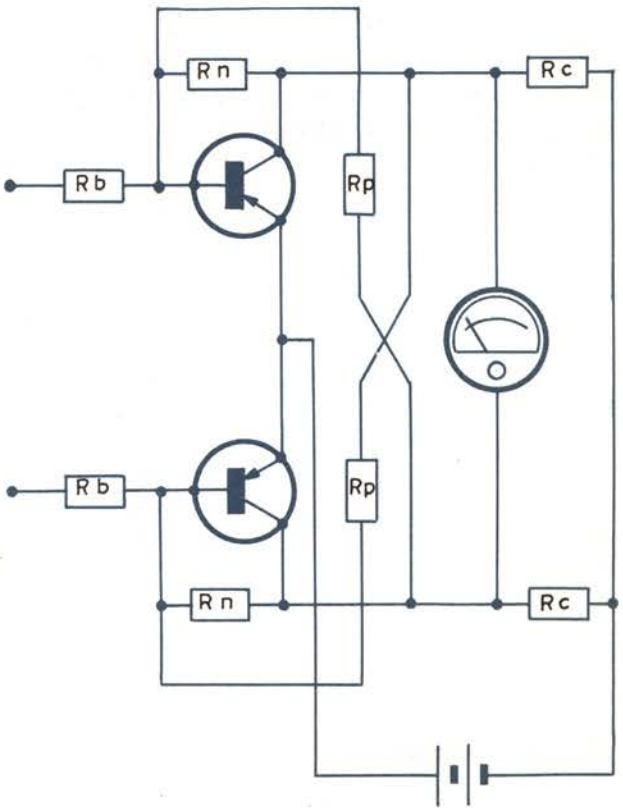


Figura 4

En definitiva, pues, el selector de sensibilidad está constituido realmente en la forma indicada en la figura 5.

Los condensadores C_1 y C_2 filtran la corriente a medir de posibles componentes alternas, y las resistencias R_{11}, R_{12} y R_{13} complementan la polarización.

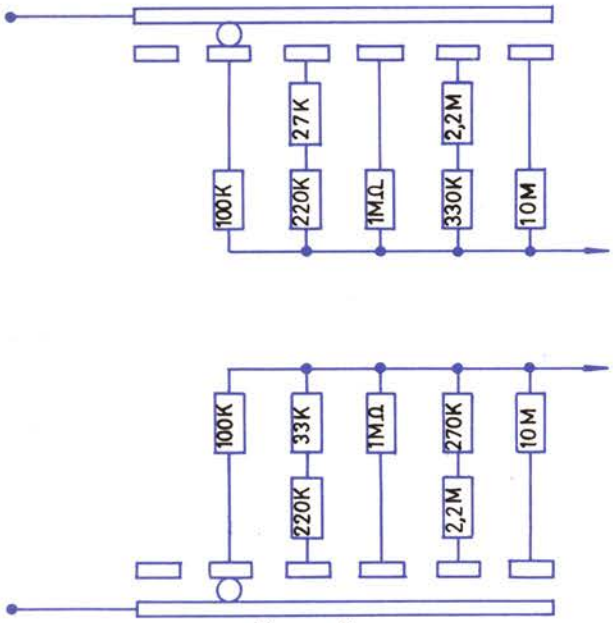


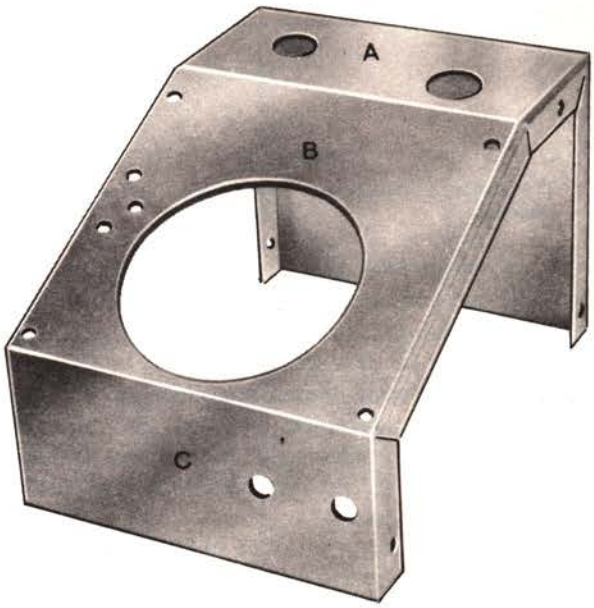
Figura 5

Teniendo en cuenta las modificaciones introducidas en el selector de sensibilidades, todas las resistencias del montaje pueden tener el 5 por 100 de tolerancia.

LOS MATERIALES

La caja

Es un modelo en forma de pupitre que, igual que los demás materiales, se encuentra fácilmente en el comercio. En la figura 6 puede ver su aspecto y dimensiones principales.



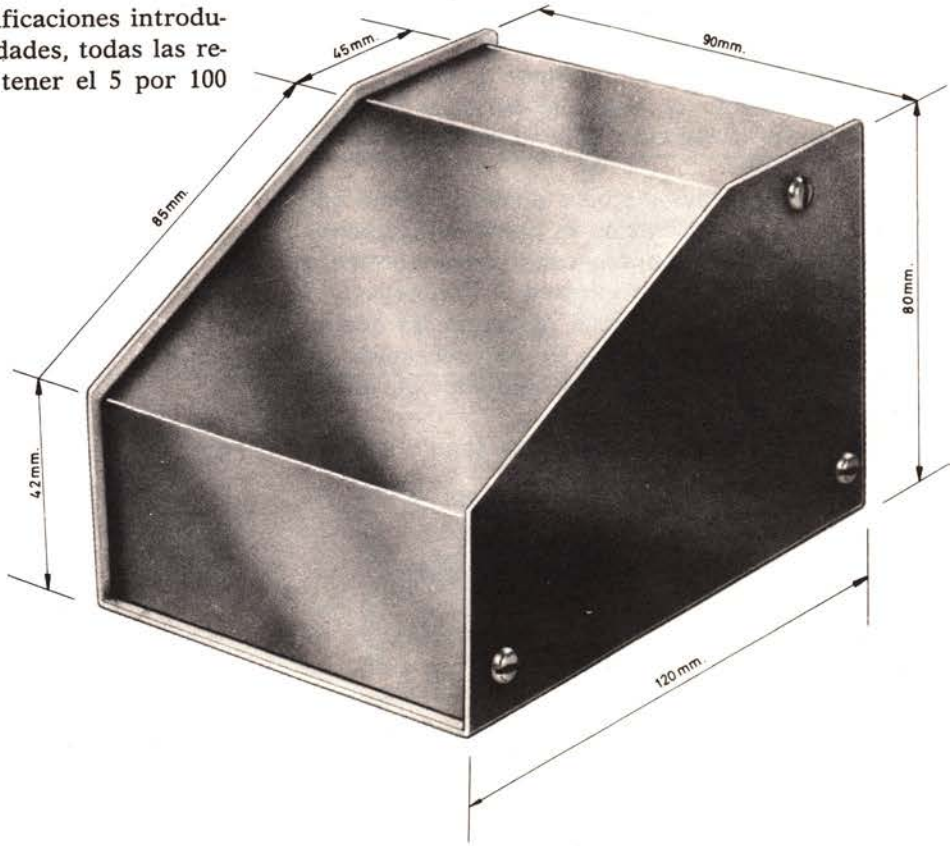


Figura 6

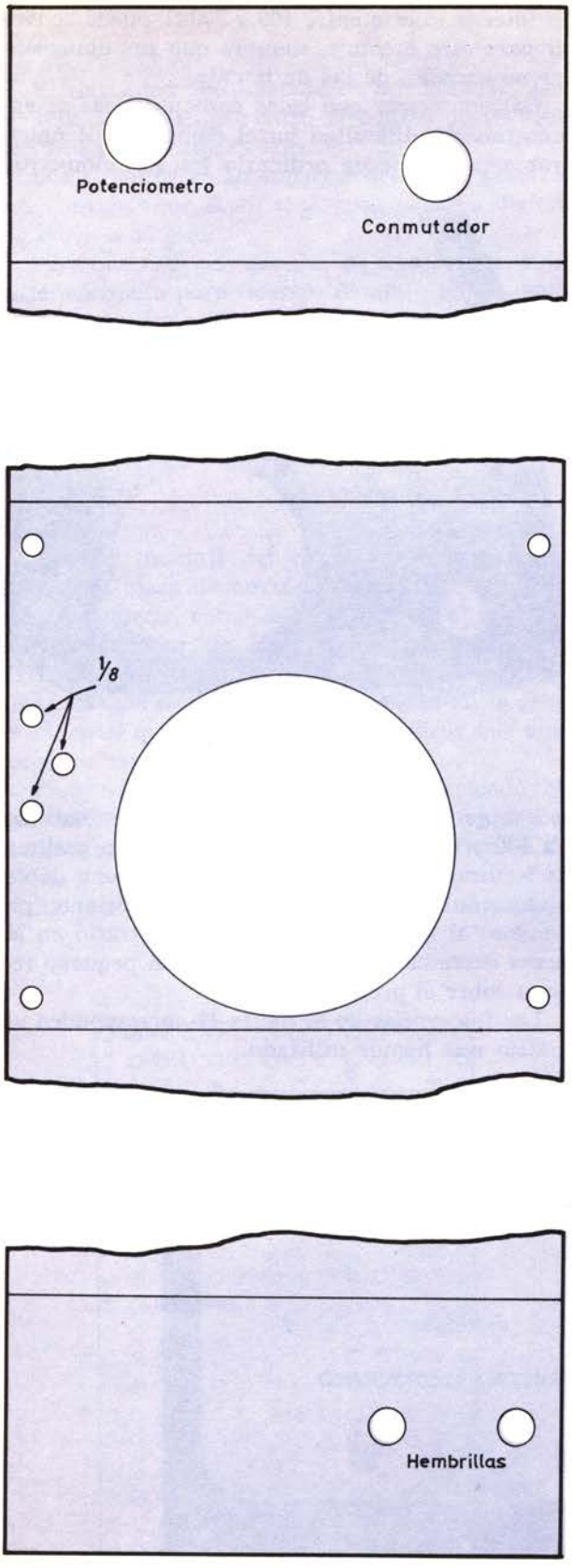


Figura 7

Está constituida por dos piezas de aluminio; una en forma de V, que constituye el fondo y las caras laterales, y otra con perfil en forma de pupitre que constituye la tapa.

Las figuras 6 y 7 indican los diversos orificios que deben practicarse en las caras A, B y C de la tapa. Los orificios de la cara A corresponden al potenciómetro de ajuste de cero y al conmutador de sensibilidad. Su diámetro ha de ser de 10 mm.

En la cara B aparecen tres orificios para tornillos de 1/8 destinados a fijar el portapilas, de cuya construcción hablaremos más adelante. Los cinco orificios restantes sirven para fijar el galvanómetro.

Hay que advertir que esos orificios resultan adecuados para fijar el tipo de galvanómetro que hemos empleado; pero si usted utiliza un modelo diferente, cosa más que posible, esos orificios habrán de ser, naturalmente, distintos.

Los dos orificios de la cara C corresponden a las hembrillas de entrada.

La figura 7 muestra las caras de la tapa a tamaño natural.

Sobre la pieza en V se practican también cuatro taladros en la cara del fondo para poder fijar cuatro pequeños pies de goma.

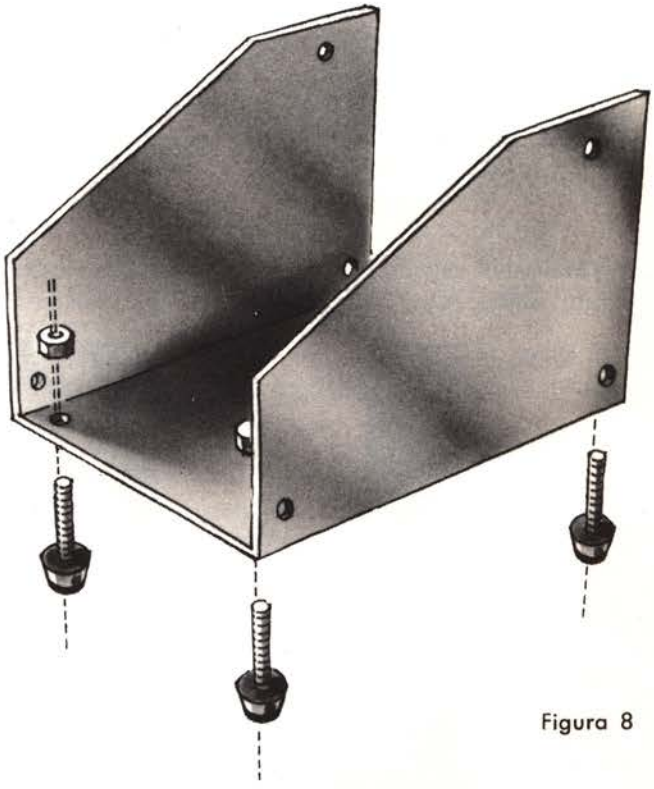


Figura 8

Para completar la caja se prepara, a partir de una plancha de aluminio de 1 mm de espesor, una pieza como la indicada en el gráfico 9.

Los tres orificios pasantes indicados en esa

pieza deben coincidir exactamente con los tres practicados en la tapa de la caja.

El orificio roscado a 5/32 se practica fácilmente realizando primero un taladro de 3 mm e introduciendo luego a rosca un tornillo de 5/32. Dado lo blando que es el aluminio, los propios filetes del tornillo marcan la rosca en el taladro.

Esta pieza está destinada a alojar la pila que alimenta el montaje. El tornillo de 5/32 se encarga de sujetarla por presión.

La figura 10 indica cómo queda fijada esta pieza sobre la tapa de la caja.

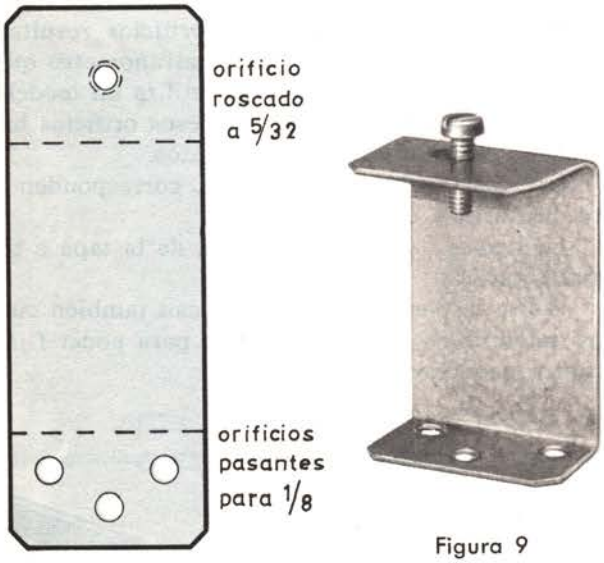


Figura 9

El galvanómetro

Cualquier galvanómetro cuya sensibilidad esté comprendida entre 300 y 600 μA, y cuya resistencia interna lo esté entre 100 y 500 Ω, puede convenir para este montaje, siempre que sus dimensiones no excedan de las de la caja.

Galvanómetros con estas características se encuentran sin dificultad en el comercio. El único problema es que de ordinario los galvanómetros

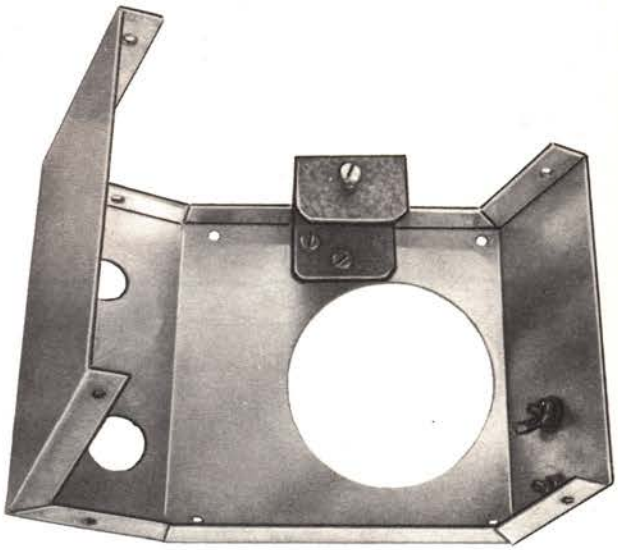


Figura 10

de uso general suelen tener la escala grabada de 0 a 100 y en nuestro caso conviene, para realizar las lecturas con comodidad, que tenga una doble graduación: de 0 a 2 y de 0 a 5. No obstante, pidiéndolo al fabricante, puede suministrarlo en la forma deseada sin más que pagar un pequeño recargo sobre el precio corriente.

Las fotografías de la figura 11 corresponden al modelo que hemos utilizado.

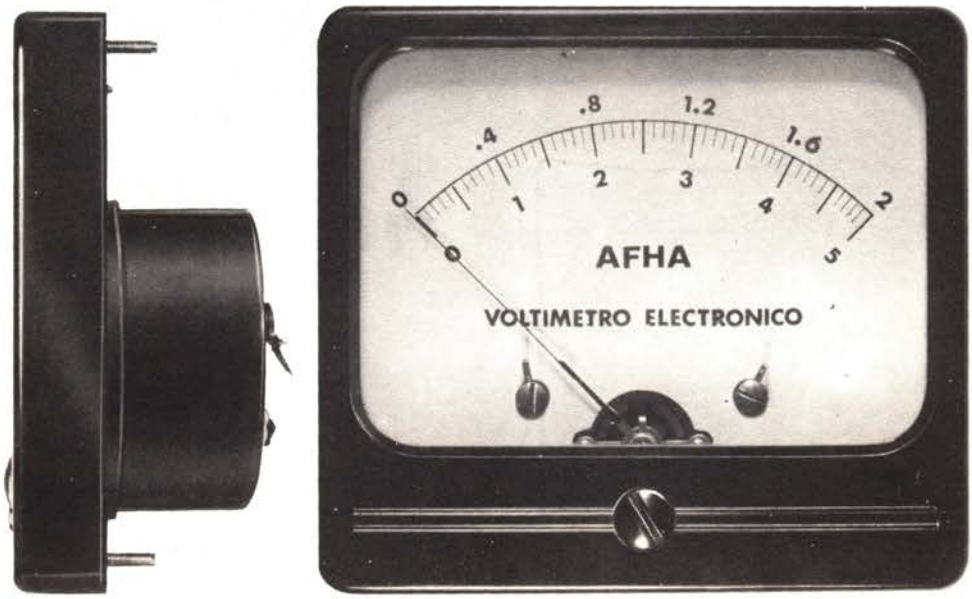


Figura 11

El conmutador

El tipo adecuado aparece en la figura 12. Tiene seis posiciones y cuatro circuitos, de los que únicamente se utilizan tres.

Los circuitos están repartidos en dos galletas, que conviene que estén separadas por una distancia de 30 a 35 mm.

Para que este conmutador de tipo standard resulte adecuado para nuestro montaje ha de realizarse en él una pequeña operación que más adelante indicaremos.

El resto de los materiales no ofrece particularidad digna de mención.

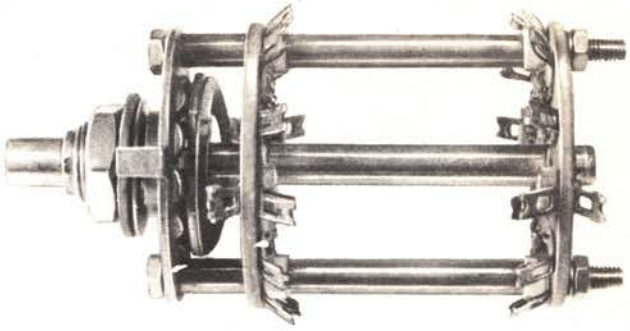


Figura 12

EL MONTAJE

Todo el montaje del circuito se lleva a cabo sobre una placa de circuito impreso de tipo universal; es decir, como la empleada en el montaje del amplificador de Hi-Fi, descrito en el tomo VIII. De una placa de tamaño standard se corta un trozo de las dimensiones indicadas en la figura 13, en el que se practican los taladros que aparecen en esa misma figura.

Para mayor comodidad hemos empleado en este montaje un tipo de placa que el fabricante suministra ya perforada en todos los círculos de cobre.

En una primera fase se montan sobre esa placa todas las resistencias y condensadores que integran el circuito. En la figura 14 se ve la distribución de todos esos componentes sobre la placa y también las conexiones que deben efectuarse entre ellos.

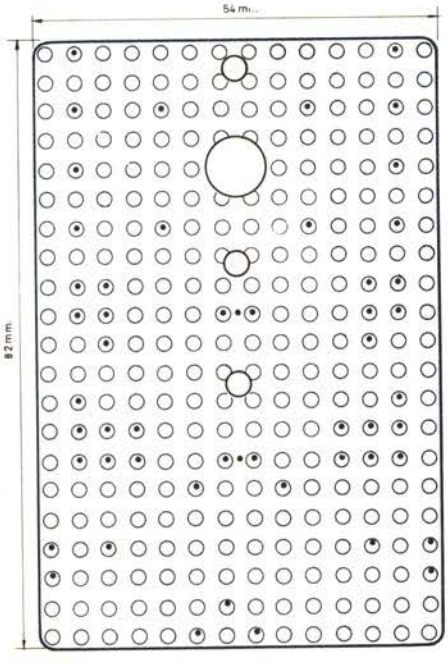


Figura 13

Todos los componentes se sitúan en la cara contraria al cobre; han sido representados en rojo en la mencionada figura 14.

Las conexiones se llevan a cabo por el lado del cobre y se realizan con hilo descubierto soldado sobre los círculos impresos. Esas conexiones se han representado en color verde.

El potenciómetro ajustable de 10 KΩ es un modelo especial para circuito impreso, que se monta vertical a la placa. También se montan verticales a la placa, como puede apreciarse en la figura 16, las resistencias de 10 MΩ, 2,2 MΩ, 1 MΩ, 220 KΩ, 100 KΩ. Por el momento, queda libre uno de los terminales de esas resistencias.

Una vez realizadas y comprobadas todas las conexiones, se puede incorporar al circuito los dos transistores OC75.

Se colocan ambos horizontales y al lado de la resistencia de 47 Ω. Recordamos una vez más que sus terminales deben soldarse con la precaución de no calentarlos en exceso.

En la figura 15 se indica con claridad en qué puntos deben conectarse los terminales de emisor base y colector de cada transistor. En la figura 16 se aprecia el aspecto de las placas una vez realizadas las operaciones hasta aquí descritas.

El paso siguiente consiste en proveerse de dos trozos de cable flexible negro de 10 cm de longitud; de cuatro trozos de cable de color rojo, también de unos 10 cm de largo; de un conector para la pila de 9 V y en cortar el eje del potenciómetro de equilibrio reduciéndolo a la longitud de unos 8 mm.

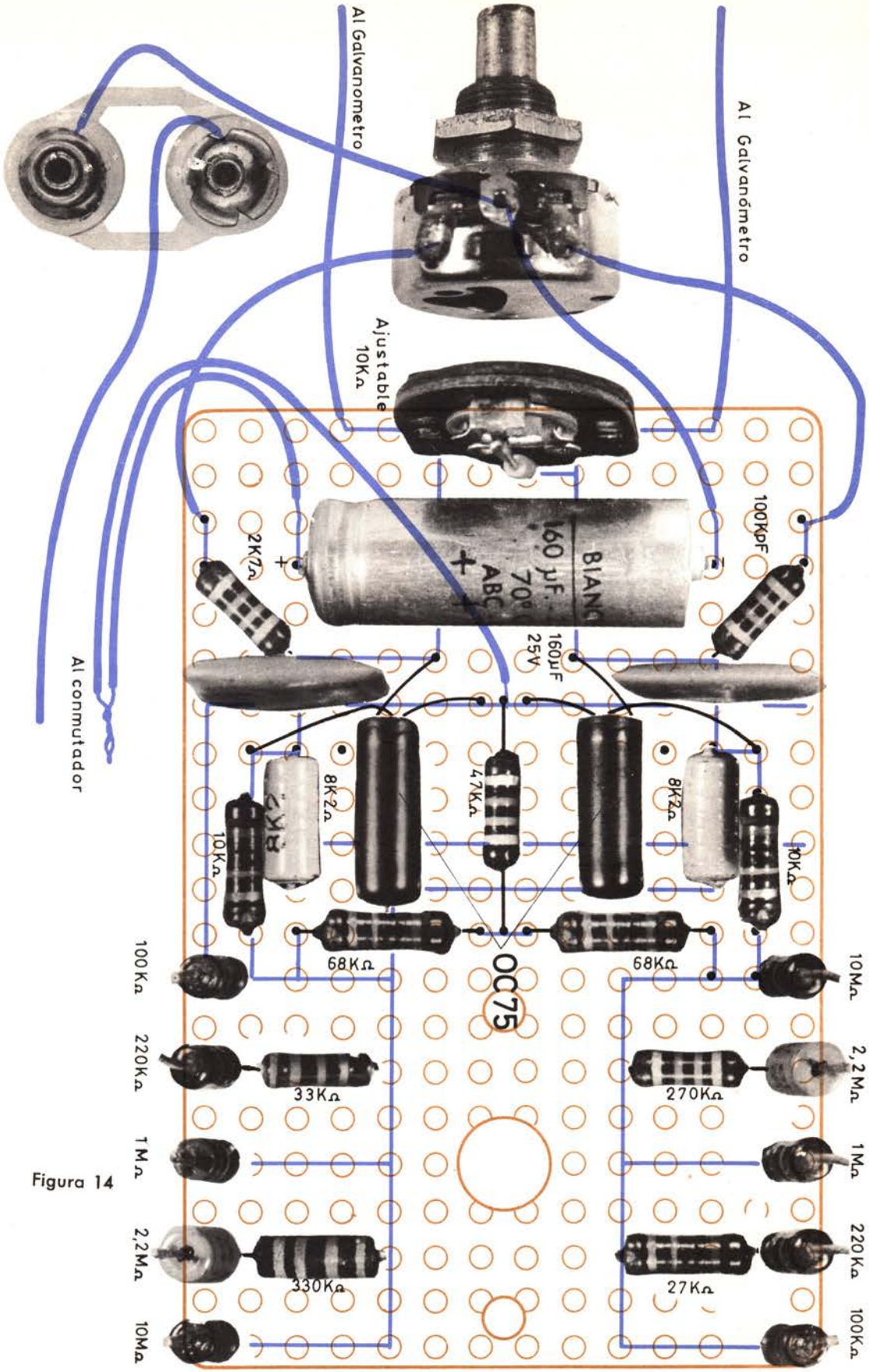

Al Galvanómetro
Al Galvanometro
Ajustable 10KΩ
100KpF
160µF 25V
2K7Ω
8K2Ω
47KΩ
8K2Ω
10KΩ
10KΩ
68KΩ
68KΩ
OC75
Al conmutador
100KΩ
220KΩ
1MΩ
2,2MΩ
10MΩ
33KΩ
330KΩ
270KΩ
27KΩ
10MΩ
2,2MΩ
1MΩ
220KΩ
100KΩ

Figura 14

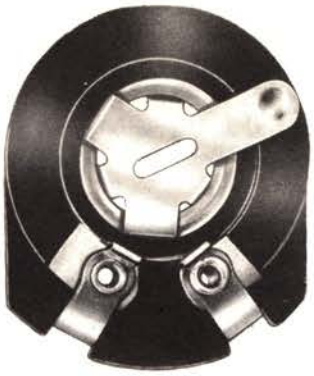


Figura 15

Resistencia ajustable de 10 KΩ.

- Conecte los terminales libres de las resistencias de 2 KΩ a los terminales extremos del potenciómetro de equilibrio mediante sendos cables rojos.
- Conecte al terminal central del potenciómetro el cable negro del conector de la pila y otro cable negro, el otro extremo del cual se conecta al terminal negativo del condensador electrolítico.
- Conecte sendos cables rojos al terminal positivo del condensador electrolítico y al punto
- donde van unidos los emisores de los OC75. Los extremos libres de esos cables deben unirse entre sí.
- Conecte sendos cables negros a los extremos del potenciómetro de calibración (ajustable, de 10 KΩ.

Todas esas operaciones están también claramente indicadas en la figura 14.

El próximo paso consiste en incluir el conmutador en el circuito.

Para ello es preciso empezar por desmontar la galleta posterior desenroscando las dos tuercas que la fijan.

Al mismo tiempo quedan libres los dos tubos

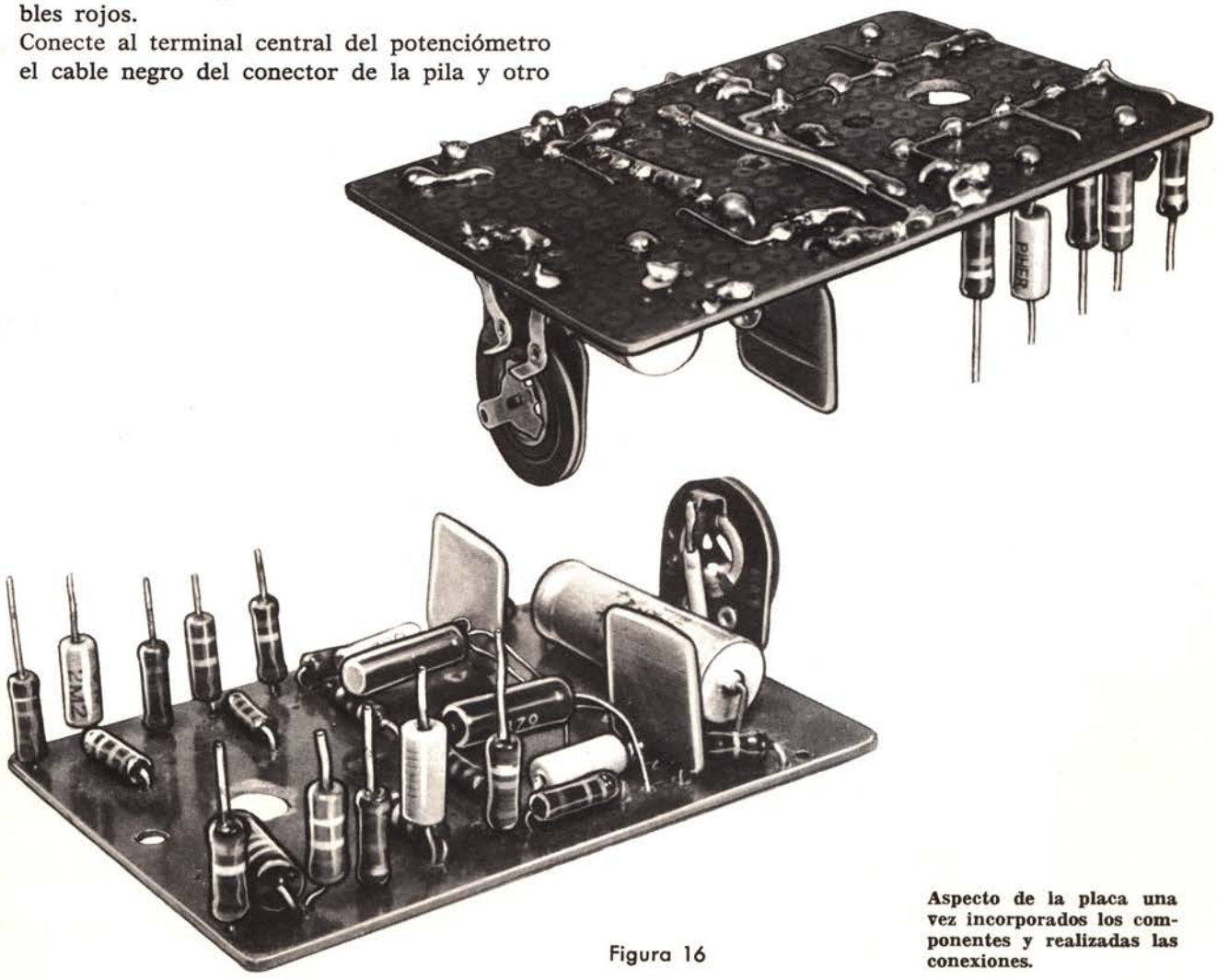


Figura 16

Aspecto de la placa una vez incorporados los componentes y realizadas las conexiones.

separadores, los cuales se cortan aproximadamente en la forma que indica la figura 17. Luego se vuelve a armar el conmutador incluyendo la placa de circuito impreso entre las dos mitades de los tubos separadores. Para que la placa esté bien asentada es conveniente incluir pequeñas arandelas entre ella y los tubos de separación. Vea la figura 18.

La longitud del eje del conmutador se ha reducido antes a unos 8 mm, tal como se hizo con el potenciómetro de equilibrio.

Para identificarlos, se han numerado los terminales del conmutador en la figura 19. Las dos galletas del conmutador son idénticas.

En la galleta posterior se hace un puente entre los terminales 2, 3, 4, 5 y 6, y se conecta a uno cualquiera de ellos el hilo rojo procedente del conector de la pila. Al terminal 7 se conecta los dos hilos rojos, cuyos extremos se han unido. (Vea la figura 14.)

A los terminales de la galleta anterior se conectan los extremos libres de las diversas resistencias que hemos colocado verticalmente de acuerdo con el orden siguiente:

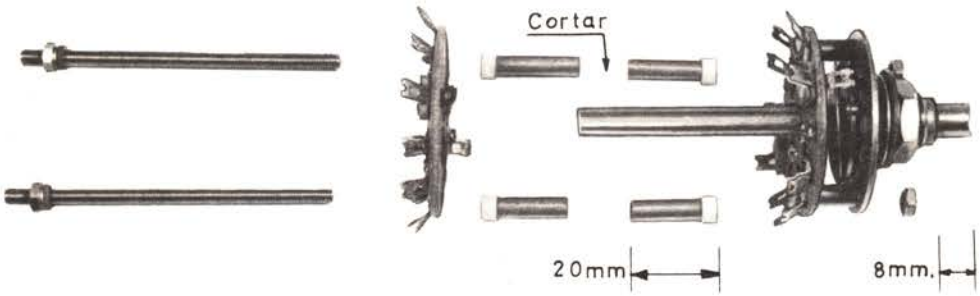


Figura 17

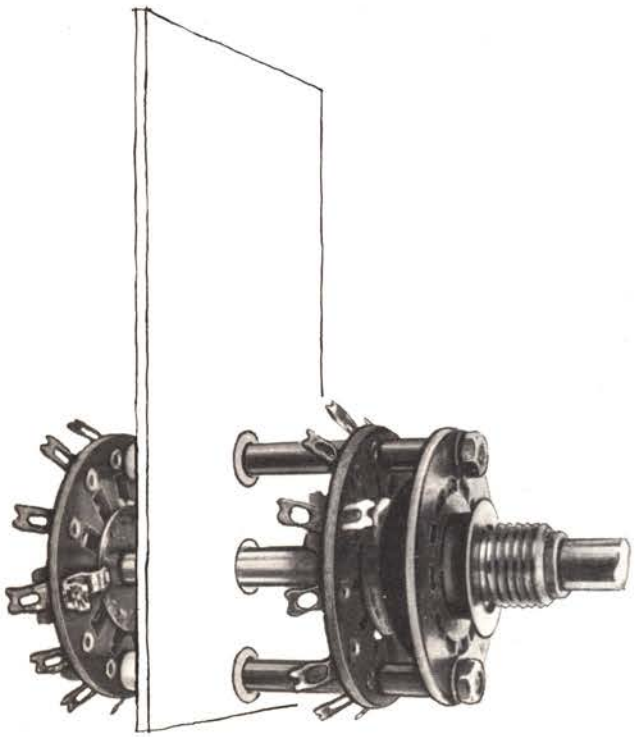


Figura 18

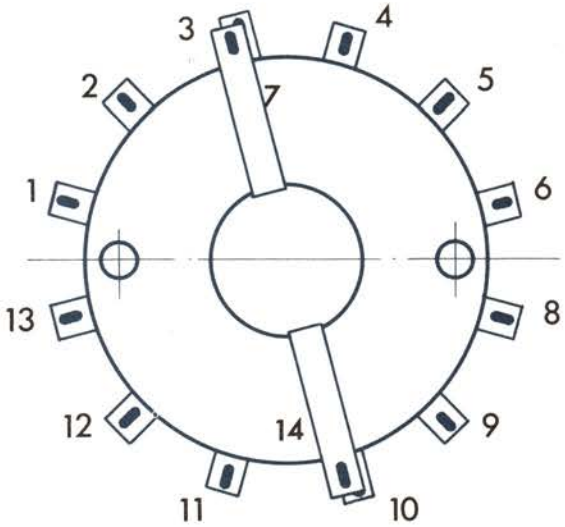


Figura 19

- Las resistencias de 100 KΩ, una al terminal 2 y otra al terminal 9.
- Las resistencias de 220 KΩ, a los terminales 3 y 10.
- Las resistencias de 1 MΩ, a los terminales 4 y 11.
- Las resistencias de 10 MΩ, a los terminales 6 y 13.

Los terminales 1 y 8 quedan libres. A los terminales 7 y 14 se sueldan sendos cables negros de unos 10 cm de longitud.

Las fotografías de la figura 20 muestran el aspecto del montaje una vez realizadas todas las operaciones indicadas.

Una vez repasado el montaje se puede proceder a incluirlo dentro de la caja.

Inclusión del circuito en la caja

Todo el montaje está fijado a la tapa de la caja.

Se empieza por fijar el galvanómetro mediante los espárragos de que está provisto.

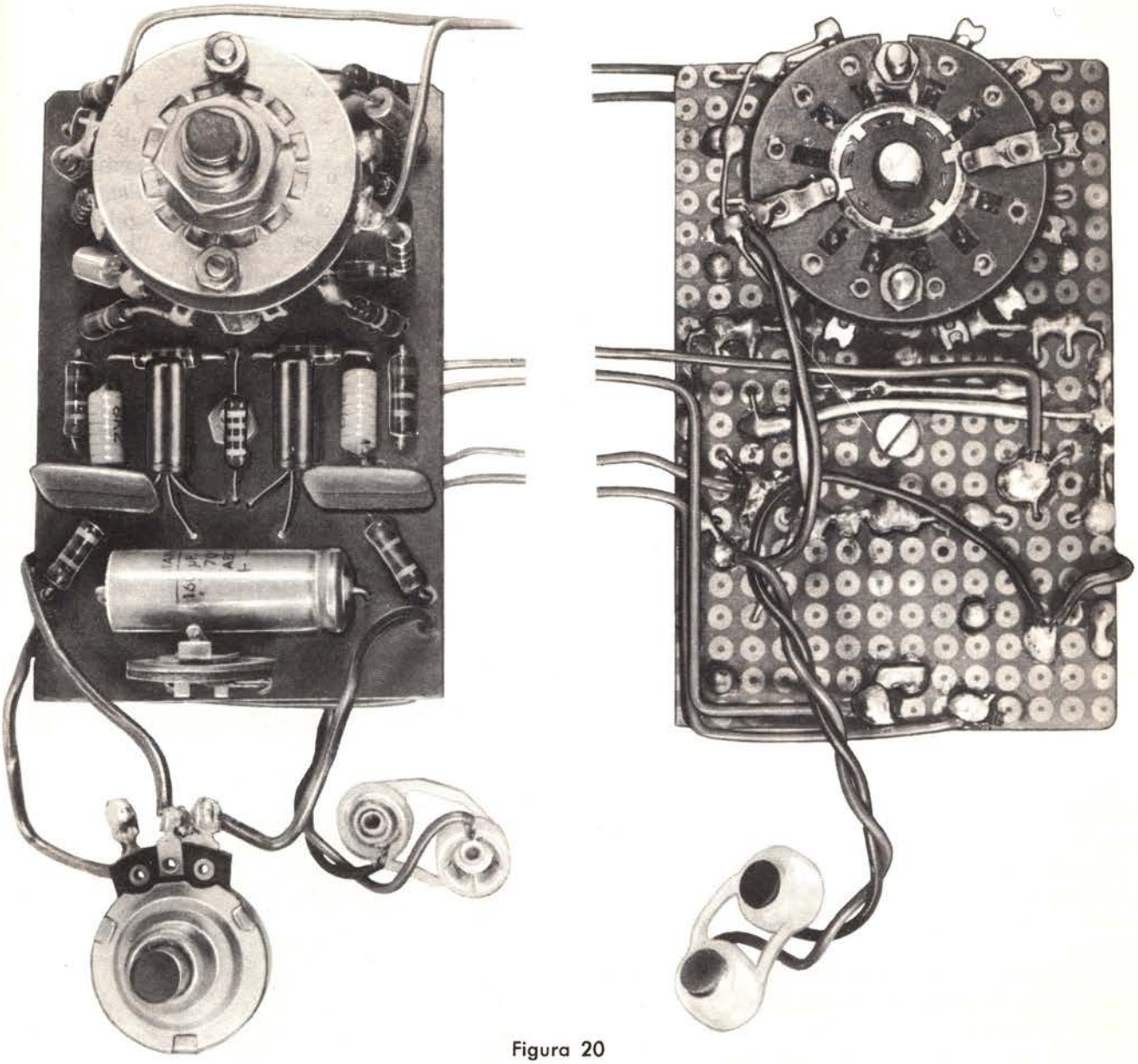


Figura 20

A continuación 'se atornilla el potenciómetro de equilibrio, y finalmente el conmutador.

Tanto este último como el potenciómetro deben fijarse mediante dos tuercas para que los ejes no sobresalgan con exceso de la tapa. (Vea la figura 21.)

- Ponga una hembrilla roja y otra negra en los orificios de la tapa previstos al efecto.

Estas hembrillas deben quedar aisladas de la tapa.

- Suelde a esas hembrillas los hilos procedentes de los terminales 7 y 14 de la galleta superior del conmutador.
- Suelde a los terminales del galvanómetro los hilos correspondientes, procedentes de la placa de circuito impreso. (Vea la figura 14.)
- Coloque los botones de mando.
- Gire el conmutador totalmente a la derecha, conecte la pila y fíjela en el portapilas.

Con esto queda listo el aparato para su puesta en marcha. Para que su utilización resulte cómoda conviene completarlo con un par de puntas de prueba, una negra y otra roja. En la figura 22 puede ver el aspecto del montaje una vez incluido en la caja.

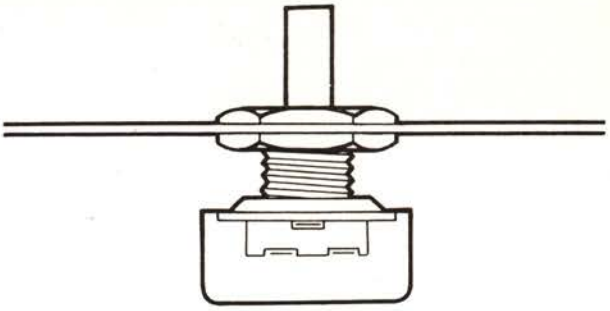


Figura 21

CALIBRACION

La sensibilidad de este voltímetro puede variarse mediante el ajuste de calibración, y es preciso fijarla de manera que las indicaciones del galvanómetro sean correctas.

Para ello basta con aplicar al voltímetro una tensión de valor conocido y modificar la posición del cursor ajustable hasta que la aguja indique el valor de la tensión aplicada.

Recomendamos que utilice como fuente de tensión de calibración una pequeña pila de mercurio, cuya f.e.m., que se mantiene constante por muchísimo tiempo, es de 1,35 V.

No es aconsejable utilizar para esta finalidad una pila de carbón ordinaria, pues aunque nominalmente el valor de su f.e.m. es de 1,5 V el valor real difiere notablemente de unas unidades a otras.

Supuesto, pues, que se disponga de la mencionada pila de mercurio —que por otra parte es fácil de encontrar en el comercio—, las operaciones de calibración son las siguientes:

- Dé vuelta al conmutador totalmente a la derecha y gire ahora una posición hacia la izquierda. Con esto el voltímetro se pone en marcha con una sensibilidad que, una vez calibrada, será de 2 V a fondo de escala.
  Tan pronto como se pone en marcha el voltímetro se aprecia que la aguja se desvía, sea a la derecha o a la izquierda, a pesar de que no se aplica tensión a las hembrillas de entrada. En todo caso, actuando sobre el potenciómetro de equilibrio se consigue llevar de nuevo la aguja a cero.

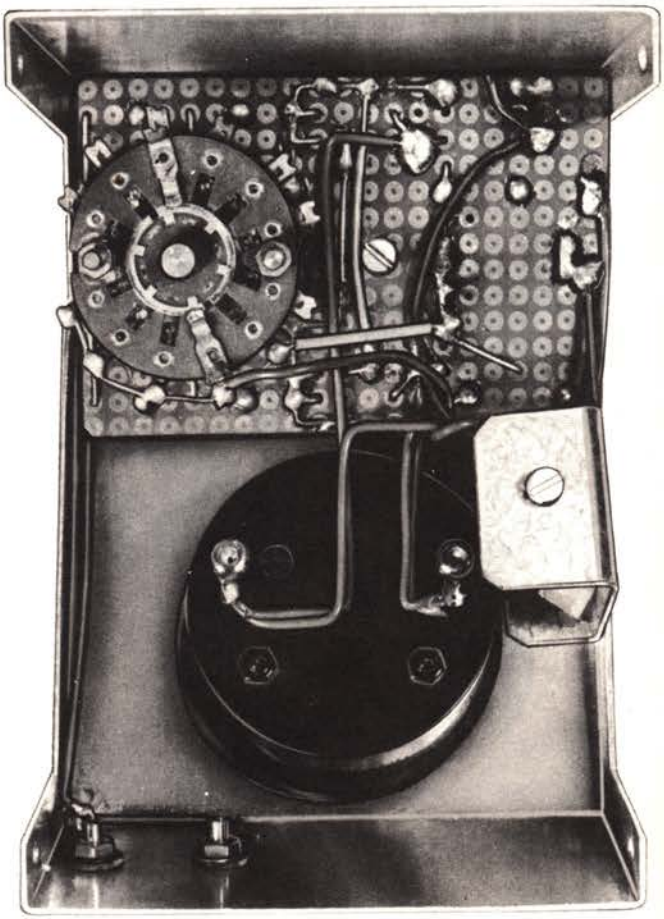


Figura 22

Al cabo de poco tiempo, sin embargo, la aguja se desplaza de nuevo y será precisa una nueva corrección.

De hecho es preciso esperar no menos de quince minutos para que los transistores adquieran la temperatura de equilibrio y sea estable el cero.

- Una vez ajustado el cero y comprobado que no existe deriva apreciable, se aplica a la entrada la tensión de la pila de calibración y se ajusta el potenciómetro de calibración hasta que la aguja indique exactamente 1,35 V. (Vea la figura 23.)

En caso de que al aplicar la tensión de calibración la aguja tienda a desviarse hacia la izquierda, deberá invertir los hilos conectados a las hembrillas.

Una vez calibrado puede atornillarse el fondo de la caja y el aparato queda listo para ser utilizado. Su aspecto definitivo queda ilustrado en la figura 24.

COMO GRABAR LAS INDICACIONES

Uno de los escollos con que suele tropezar el aficionado que desea construir sus propios aparatos es la dificultad en lograr que las diversas indicaciones que conviene grabar en la caja le den un aspecto profesional.

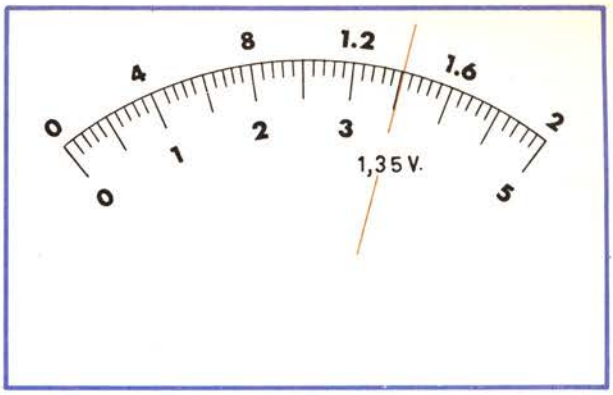


Figura 23

Las indicaciones de la caja del prototipo que acabamos de describir se han realizado mediante el procedimiento «Letraset». Con este nombre comercial se denominan unas hojas de papel graso provistas de una serie de letras, números y signos diversos que puedan aplicarse sobre la superficie de la caja, de forma similar a como se aplica una calcomanía. Para evitar que con el tiempo y el uso lleguen a borrarse, conviene proteger las indicaciones aplicando sobre ellas una capa de barniz plástico.

También puede darse a la caja un aspecto más agradable forrando la pieza en V que constituye el fondo con algún material plástico de los muchos que se encuentran en el comercio.

Figura 24

UN EJEMPLO DE UTILIZACION

Como se dijo al principio, las ventajas de este voltímetro electrónico son su elevada resistencia; interna y el tener las dos entradas flotantes; es decir, no estar ninguna de ellas conectada al punto común del montaje.

Debido a su resistencia interna relativamente baja, un polímetro convencional puede dar resultados de medida incoherentes. Por otra parte, un voltímetro a válvula, debido a que uno de sus terminales de entrada está conectado a la caja metálica que lo contiene, no puede realizar medidas entre dos puntos si ambos están sometidos a alta tensión.

Vamos a aclarar la cuestión con un ejemplo:

Supongamos que se quiere medir la d.d.p. que existe entre los extremos de la resistencia R26 de 56 KΩ que filtra la tensión de alimentación del primer triodo ECC82 en el superheterodino descrito en el Tomo VI.

Hemos empezado por realizar esa medida con un voltímetro a válvula, para lo cual, y ante la imposibilidad de aplicar las puntas prueba directamente a los puntos A y B (pues de esta forma el cofre del voltímetro quedaría sometido a la alta tensión y haría muy peligroso su manejo), hemos medido sucesivamente las tensiones respecto al chasis en los puntos A y B.

Los resultados han sido

Tensión en A = 195 V

Tensión en B = 140 V

Evidentemente, la tensión que se pretende medir puede calcularse como diferente entre esos dos valores; por tanto se puede deducir que:

$$V_B - V_A = 195 - 140 = 55 \text{ V}$$

Este procedimiento tiene el inconveniente de que el resultado está afectado por el error cometido en cada una de las dos mediciones, lo que da lugar, cuando la diferencia entre V_A y V_B es pequeña, a errores relativos muy grandes.

A continuación se ha medido la d.d.p. $V_A - V_B$ directamente, con nuestro voltímetro electrónico transistorizado, aplicando las puntas de prueba a los puntos A y B.

El voltímetro ha indicado

$$V_A - V_B = 53 \text{ V}$$

Como ese valor se obtiene con una medición directa, puede considerarse como más fidedigno que el deducido anteriormente con ayuda del voltímetro a válvula.

Finalmente hemos querido repetir la medición con el polímetro descrito en las lecciones 10, 11 y 12.

Para empezar, hemos elegido la sensibilidad 0-200 V, que es la misma con que se ha trabajado con el voltímetro transistorizado, aplicando las puntas de prueba a los puntos A y B.

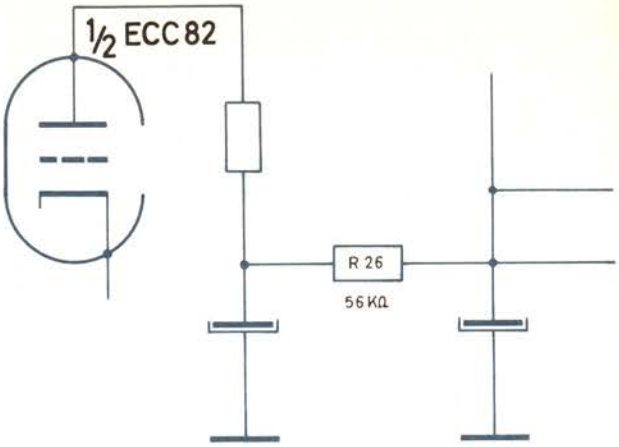


Figura 25

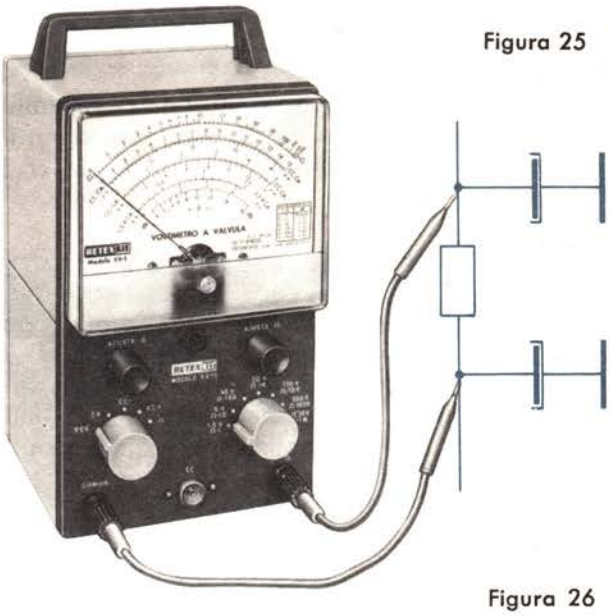


Figura 26

Un voltímetro a válvulas no debe utilizarse nunca en esta forma, pues su cofre quedaría sometido a la alta tensión.

El resultado ha sido

$$V_A - V_B = 48 \text{ V}$$

Es decir, un valor notablemente más bajo que los anteriores.

A continuación, para poder hacer la lectura con más precisión, se ha cambiado la sensibilidad a 0—100 V. Al repetir la medición se obtiene esta segunda vez:

$$V_A - V_B = 35 \text{ V}$$

Es decir, un valor todavía más bajo.

En realidad, los resultados obtenidos con el polímetro, deben desecharse por excesivamente erróneos. La razón de ese error es la excesiva corriente que consume el polímetro, que altera notablemente el potencial de los puntos A y B.

© MYC

1812